

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
ГОУ ВПО «УРАЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ЛЕСОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»
Кафедра автоматизации производственных процессов

В.Е. Выборнов
К.В. Шубин

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СХЕМОТЕХНИКИ

ЧАСТЬ 1

Методические указания
по электронной схемотехнике
для студентов очного и заочного отделений
специальности 220301 «Автоматизация технологических процессов и
производств химико–лесного комплекса»
Направление 190500 «Эксплуатация транспортных средств»

Екатеринбург
2009

Печатается по рекомендации методической комиссии ЛИФ.
Протокол №2 от 1 октября 2008 г.

Рецензент – доцент канд. тех. наук С.П. Санников

Редактор Е.Л. Михайлова
Оператор Г.И. Романова

Подписано в печать 12.10.09	Поз. 1
Плоская печать	Тираж 75 экз.
Заказ №	Цена 9 руб. 20 коп.
Формат 60×84 1/16	
Печ. л. 2,79	

Редакционно-издательский отдел УГЛТУ
Отдел оперативной полиграфии УГЛТУ

ВВЕДЕНИЕ

Настоящие методические указания составлены для оказания технической помощи при курсовом и дипломном проектировании студентам III, IV и V курсов, обучающихся по специальностям 210200 «Автоматизация производственных процессов лесопромышленного комплекса» и 340100 «Управление качеством».

Данные методические указания посвящены вопросам использования в проектах, выполняемых по вышеуказанным дисциплинам, самых распространенных электроизделий (резисторов, конденсаторов, полупроводниковых диодов, стабилитронов, транзисторов, фото- и светодиодов).

1 РЕЗИСТОРЫ

1.1 Постоянные неперыволочные резисторы

Резисторы (сопротивления) являются наиболее распространенными элементами электронных измерительных преобразователей.

В зависимости от назначения резисторы делятся на резисторы общего назначения и специальные (прецизионные). Прецизионные – это значит высокоточные.

Резисторы изготавливаются с диапазоном номинальных сопротивлений от 1 до $10 \cdot 10^6$ Ом с номинальными мощностями от 0,062 до 100 Вт.

Прецизионные резисторы отличаются высокой стабильностью параметров при эксплуатации (большой точностью номинального значения сопротивления).

До 60-х годов XX в. наибольшее распространение имели следующие типы неперыволочных резисторов:

ВС – углеродистые резисторы для навесного монтажа с допустимыми мощностями 0,125; 0,25; 0,5; 1, 2, 5 и 10 Вт с точностями номинального значения сопротивлений ± 1 , ± 2 , ± 5 , ± 10 и ± 20 %;

МЛТ – металлодиэлектрические для навесного монтажа с допустимыми мощностями 0,125; 0,25; 0,5; 1 и 2 Вт с точностями номинального значения сопротивлений ± 1 , ± 2 , ± 5 и ± 10 %;

ОМЛТ – металлодиэлектрические для навесного монтажа с допустимыми мощностями 0,125; 0,25; 0,5; 1 и 2 Вт с точностями номинального значения сопротивлений ± 1 , ± 2 , ± 5 и ± 10 %.

Впоследствии, дополнительно к вышеуказанным типам, широкое применение получили следующие типы неперыволочных резисторов:

С2-10 – металлодиэлектрические для навесного монтажа с допустимыми мощностями 0,125; 0,25; 0,5; 1 и 2 Вт с точностями номинального значения сопротивлений $\pm 0,5$; ± 1 ; ± 2 %;

С2-13 – металлодиэлектрические прецизионные (высокоточные) для навесного монтажа с допустимыми мощностями 0,25; 0,5 и 1 Вт с точностями номинального значения сопротивлений $\pm 0,1$; $\pm 0,2$; $\pm 0,5$; ± 1 и ± 2 %;

С2-23 – металлодиэлектрические общего назначения с допустимыми мощностями 0,062; 0,125; 0,25; 0,5; 1 и 2 Вт с точностями номинального значения сопротивлений $\pm 0,5$; ± 1 ; ± 2 ; ± 5 и ± 10 %;

С2-29В – металлодиэлектрические прецизионные для навесного монтажа с допустимыми мощностями 0,062; 0,125; 0,25; 0,5; 1 и 2 Вт с точностями номинального значения сопротивлений $\pm 0,05$; $\pm 0,1$; $\pm 0,25$; $\pm 0,5$ и ± 1 %;

С2-33 – металлодиэлектрические для навесного монтажа с допустимыми мощностями 0,062; 0,125; 0,25; 0,5; 1 и 2 Вт с точностями номинального значения сопротивлений ± 1 ; ± 2 ; ± 5 и ± 10 %.

Кроме непроволочных углеродистых и металлодиэлектрических типов резисторов, отечественная промышленность, начиная с 60-х годов XX в., выпускает проволочные резисторы:

ПЭВ – с допустимыми мощностями 3; 7,5; 10; 15; 20; 25; 30; 40; 50; 75 и 100 Вт с точностями номинального значения сопротивлений ± 5 и ± 10 %;

С5-5В – резисторы проволочные прецизионные для навесного монтажа с допустимыми мощностями 1; 2; 5; 8 и 10 Вт с точностями номинального значения сопротивлений $\pm 0,05$; $\pm 0,1$; $\pm 0,2$; $\pm 0,5$; ± 1 ; ± 2 и ± 5 %;

С5-25В – резисторы проволочные прецизионные высокостабильные для навесного монтажа с допустимыми мощностями 0,25; 0,5 и 1 Вт с точностями номинального значения сопротивлений $\pm 0,1$; $\pm 0,2$; $\pm 0,5$; ± 1 ; ± 2 и ± 5 %.

1.2 Конструктивные особенности постоянных металлодиэлектрических резисторов типов МЛТ, ОМЛТ, С2-10, С2-13, С2-23, С2-29В, С2-33

Данные типы резисторов представляют собой керамическую трубку, покрытую слоем вещества с малой электропроводностью. Для получения большого значения сопротивления этот слой в высокоомных резисторах имеет форму спирали (чем больше номинальное значение сопротивления, тем больше витков у спирали, при этом ширина витков уже, а толщина меньше).

Контактные выводы рассматриваемых резисторов представляют собой луженые медные проволоки, приваренные к металлическим колпачкам, напрессованным на концы металлических трубок.

1.3 Конструктивные особенности постоянных проволочных резисторов типа ПЭВ

Данные резисторы имеют основу в виде керамической трубки, на которую намотана высокоомная проволока (манганиновая, константановая или нихромовая) в один или несколько слоев. Сверху слой проволоки покрывают силикатной эмалью, которая фиксирует витки, изолирует их друг от друга и защищает резистор от окисления и механических повреждений.

1.4 Конструктивные особенности постоянных проволочных резисторов типов С5-5В и С5-25В

Указанные резисторы имеют основу в виде керамической трубки, на которую наносится электроизоляционная паста, а затем наматывается высокоомная проволока с определенным шагом и покрывается той же электроизоляционной пастой. Конструкция помещается в металлическую трубку, которая затем завальцовывается. Выводы у рассматриваемых резисторов проволочные, выходящие из завальцованных керамических трубчатых цилиндров.

Внимание!

Проволочные резисторы С5-5В и С5-25В взрывоопасны при нагружении мощностями выше допустимых значений (в справочной литературе [1] об этом предупреждений нет, однако у автора данного методического указания был прецедент в процессе макетирования электронного устройства).

В табл. 1.1 приведены справочные данные постоянных резисторов типов ОМЛТ, С2-10, С2-13, С2-29В, С2-33, а в табл. 1.2 – проволочных резисторов типов ПЭВ и С5-5, которые нашли широкое применение в измерительных преобразователях.

Обозначения в табл. 1.1 и 1.2:

- P_H – номинальная мощность рассеяния;
- D, L – геометрические размеры резисторов;
- $U_{\text{рабочее}}$ – предельное рабочее напряжение;
- ТКС – температурный коэффициент сопротивления, % на 1°C ;
- $T^\circ\text{C}$ – диапазон рабочих температур.

Все далее приведенные типы резисторов имеют соответствующие ряды номинальных значений сопротивлений E192, E96, E94. В табл. 1.3 приведены номинальные значения сопротивлений указанных рядов.

Таблица 1.1

Краткая характеристика непроволочных резисторов

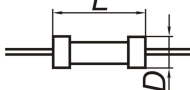
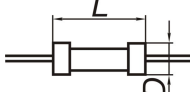
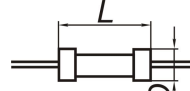
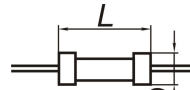
P_n , Вт	Диапазон со- противлений, Ом	Размеры, мм	$U_{\text{рабочее}}$, В	ТКС, % на $^{\circ}\text{C}$	T , $^{\circ}\text{C}$
1	2	3	4	5	6
ОМЛТ – резистор металлодиэлектрический, ряд E24, допуски: 0,5; 1; 2; 5 и 10 %					
0,125	$8,2...3 \times 10^6$	$D = 2,2...8$ $L = 6...8,5$ 	200	$\pm 0,12$	-60...+70
0,25	$8,2...5,1 \times 10^6$		250		-60...+70
0,5	$1...5,1 \times 10^6$		350		-60...+70
1	$1...10 \times 10^6$		500		-60...+70
2	$1...10 \times 10^6$		750		-60...+70
C2-10 – резистор металлодиэлектрический высокочастотный, ряд E192, допуски: 0,5; 1; 2 %					
0,125	1...9880	$D = 2...8,6$ $L = 6...18,5$ 	400	$\pm 0,06$	-60...+70
0,25	1...9880		400		-60...+70
0,5	1...9880		750		-60...+70
1	1...9880		1000		-60...+70
2	1...9880		1200		-60...+70
C2-13 – резистор металлодиэлектрический высокочастотный, ряд E192 допуски: $\pm 0,1$; 0,2; 0,5; 1 и 2 %					
0,25	$1...10 \times 10^6$	$D = 6,5...11,3$ $L = 13,4...21,6$	250	$\pm 0,0075$	-60...+70
0,5	$1...10 \times 10^6$		350		-60...+70
1	$1...10 \times 10^6$		500		-60...+70
C2-29В – резистор металлодиэлектрический прецизионный ряд E192, допуски: $\pm 0,05$; $\pm 0,1$; $\pm 0,25$; $\pm 0,5$ и ± 1 %					
0,062	$10...0,511 \times 10^6$	$D = 2,3...2,8$ $L = 4,6...18,5$ 	150	$\pm 0,03$	-60...+85
0,125	$1...1 \times 10^6$		200	$\pm 0,03$	-60...+85
0,25	$1...5,11 \times 10^6$		350	$\pm 0,03$	-60...+85
0,5	$1...5,11 \times 10^6$		500	$\pm 0,03$	-60...+85
1	$1...8,56 \times 10^6$		± 300	$\pm 0,0085$	-60...+85
2	$1...20 \times 10^6$		± 300	$\pm 0,0085$	-60...+85
C2-33 – резистор металлодиэлектрический, ряд E96, допуски: ± 1; ± 2; ± 5 и ± 10 %					
0,125	$1...3,01 \times 10^6$	$D = 2,2...8,8$ $L = 6...28$ 	200	$\pm 0,1$	-60...+125
0,25	$1...5,11 \times 10^6$		250	$\pm 0,1$	-60...+125
0,5	$0,1...5,11 \times 10^6$		350	$\pm 0,1$	-60...+125
1	$1...10 \times 10^6$		500	$\pm 0,05$	-60...+125
2	$1...2 \times 10^6$		± 1500	$\pm 0,012$	-60...+125

Таблица 1.2

Краткая характеристика проволочных резисторов

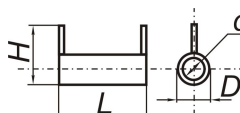
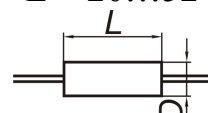
P_n , Вт	Диапазон со- противлений, Ом	Размеры, мм, рис.	$U_{\text{рабочее}}$, В	ТКС, % на $^{\circ}\text{C}$	T , $^{\circ}\text{C}$
ПЭВ – проволочные резисторы, ряд E24, допуски: ± 5 и ± 10 %					
3	3...510	$D = 14...29$ $H = 28...43$ $L = 26...147$ $d = 5,2...20$ 	1400	$\pm 0,02$	-60...+40
7,5	$1...3,3 \times 10^3$		1400	$\pm 0,02$	-60...+40
10	$1,8...10 \times 10^3$		1400	$\pm 0,02$	-60...+40
15	$3,9...15 \times 10^3$		1400	$\pm 0,02$	-60...+40
20	$4,7...20 \times 10^3$		1400	$\pm 0,02$	-60...+40
25	$10...24 \times 10^3$		1400	$\pm 0,02$	-60...+40
30	$10...30 \times 10^3$		1400	$\pm 0,02$	-60...+40
40	$18...51 \times 10^3$		1400	$\pm 0,02$	-60...+40
50	$18...51 \times 10^3$		1400	$\pm 0,02$	-60...+40
75	$47...56 \times 10^3$		1400	$\pm 0,02$	-60...+40
100	$47...56 \times 10^3$		1400	$\pm 0,02$	-60...+40
С5-5В – резистор проволочный прецизионный изолированный, ряд E24, допуски: $\pm 0,05$; $\pm 0,1$; $\pm 0,2$; $\pm 0,5$; ± 1; ± 2 и ± 5 %					
1	$1...13 \times 10^3$	$D = 6...12$ $L = 20...52$ 	400	$\pm 0,015$	-60...+70
2	$2...30 \times 10^3$		400		-60...+70
5	$5,1...75 \times 10^3$		400		-60...+70
8	$10...100 \times 10^3$		400		-60...+70
10	$10...180 \times 10^3$		400		-60...+70

Таблица 1.3

Номинальные значения сопротивлений, принадлежащих
к рядам E192, E96, E24

Ряд E192							
100	133	178	237	316	422	562	750
101	135	180	240	320	427	569	759
102	137	182	243	324	432	576	768
104	138	184	246	328	437	583	777
105	140	187	249	332	442	590	787
106	142	189	252	336	448	597	796
107	143	191	255	340	453	604	806
109	145	193	258	344	459	612	816
110	147	196	261	348	464	619	825
111	149	198	264	352	470	626	835
113	150	200	267	357	475	634	845
114	152	203	271	361	481	642	856
115	154	205	274	365	487	649	866
117	156	208	277	370	493	657	876
118	158	210	280	374	499	665	887
120	160	213	284	379	505	673	898
121	162	215	287	383	511	681	909
123	164	218	291	388	517	690	920
124	165	221	294	392	523	698	931
126	167	223	298	397	530	706	942
127	169	226	301	402	536	715	953
129	172	229	305	407	542	723	965
130	174	232	309	412	549	732	976
132	176	234	312	417	556	741	988
Ряд E96							
102	137	182	243	324	432	576	768
107	143	191	255	340	453	604	804
113	150	200	267	357	475	634	845
118	158	210	280	374	499	665	887
124	165	221	294	392	523	698	931
130	174	232	309	412	549	732	976
Ряд E24							
100	130	180	240	330	430	560	750
110	150	200	270	360	470	620	820
120	160	220	300	390	510	680	910

1.5 Назначение резисторов в измерительной схемотехнике

1.5.1 Резистор – ограничитель тока

В настоящее время все обратили внимание на световые индикаторы ярко-красного цвета свечения бытовой аппаратуры. Это светятся полупроводниковые светодиоды. Сигнализирующие светодиоды светятся при определенной величине тока, протекающего через них 10-18 мА. При этом напряжение питания может быть любое, но не менее 3 В. На рис.1.1 представлена упрощенная схема подключения светодиода VD1 к источнику питания E_{π} через токоограничительный резистор R1 с помощью выключателя SA1.

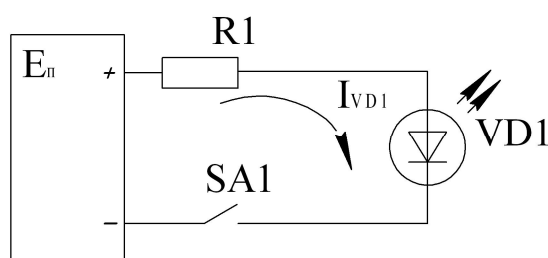


Рис. 1.1 Схема включения светодиода

$$\text{На схеме } I_{VD1} = I_{R1} = \frac{U_{R1}}{R1} = \frac{E_{\pi} - U_{VD1}}{R1}.$$

Из схемы рис.1.1 и вышеприведенных формул видно, что заданный ток светодиода VD1 (например $I_{VD1} = 15$ мА), при котором он светится, зависит от величины напряжения источника питания $E_{\pi} = 5$ В, от фиксированной величины падения напряжения на светодиоде $U_{VD1} = 1,5$ В при протекании через него тока и величины токозадающего резистора R1.

Из формулы можно найти величину сопротивления токозадающего резистора R1:

$$R1 = \frac{U_{R1}}{I_{R1}} = \frac{E_{\pi} - U_{VD1}}{I_{VD1}} = \frac{5 - 1,5}{15 \cdot 10^{-3}} = 233 \text{ Ом.}$$

Из проведенного расчета необходимо выбрать тип токозадающего резистора R1.

Учитывая, что свечение светодиода не критично к величине тока, протекающего через него, выбирается тип прецизионного резистора, например С2-29, с номинальным сопротивлением 232 Ом из ряда E192 (см. табл. 1.3).

Выбранная величина сопротивления 232 Ом немного меньше расчетной 233 Ом, поэтому фактическая величина тока, протекающего через резистор и светодиод будет несколько больше выбранной ранее (примерно

на 3 %). Зная величины сопротивления и тока, протекающего через светодиод, можно определить фактическую величину мощности, выделяемой на резисторе:

$$P_{R1} = I^2 R1 = (15 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 232 = 0,052 \text{ Вт.}$$

Для обеспечения надежной работы схемы необходимо выбирать резистор с большей допустимой величиной рассеиваемой мощности, например $P_{\text{доп.}} = 0,125 \text{ Вт}$.

Теперь можно записать полностью тип выбранного резистора.

R1	Резистор С2-29-0,125-232 Ом \pm 5 %
----	---------------------------------------

На данном примере показана методика выбора токоограничивающего резистора и его записи в техническую документацию (в перечень элементов и в спецификацию).

1.5.2 Резистор в схеме делителя напряжения

В измерительной технике существует необходимость создания заданного опорного напряжения с высокой точностью и с величиной меньше имеющегося напряжения источника питания.

Для решения этой задачи используются два резистора, включенных по схеме «делителя напряжения».

На рис.1.2 представлена схема резисторного делителя напряжения для получения заданного напряжения $U_{\text{вых.дел.}} = 4,5 \text{ В}$ из имеющегося напряжения источника питания $E_{\text{п}} = 12 \text{ В}$ (аккумуляторная батарея) для питания, например, переносного радиоприемника или электронных часов.

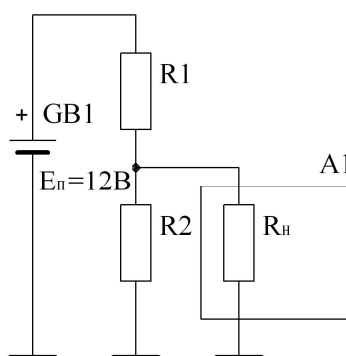


Рис. 1.2 Делитель напряжения

Из паспортных данных питаемого приемника следует, что приемник потребляет мощность $P_{\text{потр.}} = 0,045 \text{ Вт}$ от источника питания $E_{\text{п}} = 4,5 \text{ В}$.

Для получения более точного напряжения питания приемника, близкого к заданному значению $E_{\text{пит.}} = 4,5 \text{ В}$, с помощью резисторного делителя напряжения $R1$, $R2$ и аккумулятора $GB1$ необходимо выполнить условие, при котором ток, протекающий через элементы делителя $R1$, $R2$ должен быть в 100 раз больше тока, потребляемого приемником $A1$.

1. Определение величины тока $I_{\text{н}}$, потребляемого приемником:

$$I_{\text{н}} = \frac{P_{\text{нагр.}}}{E_{\text{пит.}}} = \frac{0,045}{4,5} = 0,01 \text{ А} = 10 \text{ мА}.$$

2. Задаются величиной тока делителя $I_{\text{дел}}$ в 100 раз больше величины тока, потребляемого нагрузкой (приемником $A1$):

$$I_{\text{дел.}} = 100 \cdot I_{\text{н}} = 100 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 1 \text{ А}.$$

3. Расчет суммы сопротивлений $R1 + R2$, обеспечивающих заданную величину тока $I_{\text{д}}$, протекающего через резисторы $R1$ и $R2$:

$$R1 + R2 = \frac{U_{GB1}}{I_{\text{д}}} = \frac{12}{1} = 12 \text{ Ом}.$$

4. Расчет необходимых величин сопротивлений $R1$ и $R2$ делителя напряжения:

$$R2 = \frac{U_{R2}}{I_{R2}} = \frac{E_{\text{п.нагр.}}}{I_{\text{дел.}}} = \frac{4,5}{1} = 4,5 \text{ Ом},$$

$$R1 = \frac{U_{R1}}{I_{\text{дел.}}} = \frac{U_{GB1} - U_{R2}}{I_{\text{дел.}}} = \frac{12 - 4,5}{1} = 7,5 \text{ Ом}.$$

5. Расчет величин мощностей, выделяемых резисторами $R1$ и $R2$:

$$P_{R1} = I_{\text{дел}}^2 R1 = 1^2 \cdot 7,5 = 7,5 \text{ Вт},$$

$$P_{R2} = I_{\text{дел}}^2 R2 = 1^2 \cdot 4,5 = 4,5 \text{ Вт}.$$

6. Для обеспечения надежной работы делителя необходимо выбрать резисторы делителя напряжения с допустимыми мощностями больше фактических мощностей, выделяемых на резисторах, например на 30 %.

Следовательно, необходимо выбрать резистор $R1$ с мощностью 10 Вт, а резистор $R2$ – с мощностью 7,5 Вт.

Таковыми большими мощностями обладают проволочные непрецизионные резисторы типа ПЭВ (см. табл. 1.2).

Номинальные значения сопротивлений $R1$ и $R2$ выбираются из ряда $E24$ (см. табл. 1.3).

Величина сопротивления 7,5 Ом резистора R1 стандартная согласно ряду E24 номинальных значений сопротивлений проволочных резисторов ПЭВ.

Сопротивление 4,5 Ом резистора R2 нижнего плеча делителя напряжения нестандартная (отсутствует в ряде E24 табл. 1.2).

Для решения этой проблемы существует способ получения необходимой величины сопротивления 4,5 Ом нижнего плеча делителя использованием двух резисторов со стандартными величинами сопротивлений, соединенных параллельно друг с другом. Эта задача обычно решается методом «проб и ошибок», заключающимся в подборе двух резисторов со стандартными величинами сопротивлений до тех пор, пока не получится необходимая величина сопротивления нижнего плеча делителя.

Первая «проба»

На рис.1.3 представлена схема резисторного делителя, нижнее плечо которого образовано двумя резисторами.

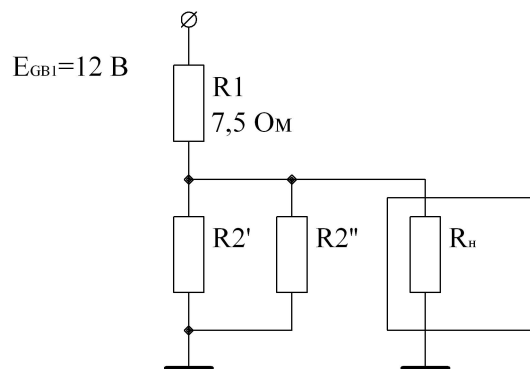


Рис. 1.3 Схема резисторного делителя напряжения (нижнее плечо которого образовано двумя резисторами, имеющими стандартные величины сопротивлений)

Задавшись величиной сопротивления $R2' = 7,5\text{ Ом}$ (стандартная величина), необходимо подобрать стандартную величину сопротивления $R2''$, чтобы получить общее сопротивление нижнего плеча делителя, равное $R2_{\text{парал.}} = 4,5\text{ Ом}$:

Из формулы параллельного соединения двух резисторов:

$$R2_{\text{парал.}} = \frac{R2' \cdot R2''}{R2' + R2''} \quad (1.1)$$

необходимо определить величину сопротивления $R2''$, чтобы получить $R2_{\text{парал.}} = 4,5\text{ Ом}$.

$$R2'' = \frac{R2_{\text{парал.}} \cdot R2'}{R2' - R2_{\text{парал.}}} = \frac{4,5 \cdot 7,5}{7,5 - 4,5} = 11,25 \text{ Ом.}$$

Рассчитанная величина сопротивления $R2''$ нестандартная. Ближайшей стандартной величиной сопротивления (согласно ряду E24) является 11 Ом.

Выбрав величину сопротивления $R2'' = 11$ Ом, необходимо проверить величину выходного напряжения делителя и оценить полученную погрешность при формировании заданной величины выходного напряжения делителя.

$$U_{R2\text{п2пара}} = \frac{U_{GB1} \cdot R2_{\text{парал.}}}{R1 + R2_{\text{парал.}}}, \quad (1.2)$$

$$\text{где } R2_{\text{парал.}} = \frac{R2' \cdot R2''}{R2' + R2''} = \frac{7,5 \cdot 11}{7,5 + 11} = 4,459 \text{ Ом.}$$

Подставив в формулу (1.2) значение $R2_{\text{парал.}} = 4,459$ Ом, получим фактическую величину выходного напряжения делителя и, сравнив эту расчетную величину с заданной $U_{\text{вых. дел.}} = 4,5$ В, получим абсолютную и относительную величины погрешностей формирования выходного напряжения делителя.

$$U_{R2\text{парал.}} = \frac{12 \cdot 4,459}{7,5 + 4,459} = 4,475 \text{ В.}$$

Эта величина больше требуемой $U_{\text{вых. дел.}} = 4,5$ В на 0,025 В, что составляет относительную погрешность 0,55 %.

Можно задать другую величину сопротивления $R2'' = 8,2$ Ом и повторить вышепродолженные расчеты:

$$R2'' = \frac{R2_{\text{парал.}} \cdot R2'}{R2' - R2_{\text{парал.}}} = \frac{4,5 \cdot 8,2}{8,2 - 4,5} = 9,973 \text{ Ом.}$$

Такой величины сопротивления нет. Выбираем ближайшую стандартную величину $R2'' = 10$ Ом. Воспользовавшись формулой (1.1), найдем величину сопротивления $R2_{\text{парал.}}$:

$$R2_{\text{парал.}} = \frac{R2' \cdot R2''}{R2' + R2''} = \frac{8,2 \cdot 11}{8,2 + 11} = 4,5 \text{ Ом.}$$

Таким образом, выбрав величину сопротивления $R2'$, равную 8,2 Ом, и рассчитав сопротивление $R2'' = 9,973$ Ом, которое практически равно стандартной величине 10 Ом, получим величину выходного напряжения делителя, рассчитанную по формуле (1.2).

$$U_{R2\text{парал.}} = \frac{U_{GB1} \cdot R2_{\text{парал.}}}{R1 + R2_{\text{парал.}}} = \frac{12 \cdot 4,5}{7,5 + 4,45} = 4,5 \text{ В.}$$

Что и требовалось доказать.

2 КОНДЕНСАТОРЫ

Основные свойства конденсаторов характеризуются способностью накапливать электрические заряды, другими словами, заряжаться.

Конденсаторы имеют следующие параметры: номинальное значение рабочего напряжения, температурный коэффициент емкости, тангенс угла потерь. Емкость конденсатора определяется выражением

$$C = \varepsilon \frac{S}{d},$$

где ε – диэлектрическая проницаемость изоляции (известно, что если ε воздуха принять за единицу, то диэлектрическая проницаемость воды в 80 раз больше), S – площадь обкладок конденсатора, d – расстояние между обкладками конденсатора.

На рис.2.1 приведены условные графические обозначения (УГО) конденсатора.

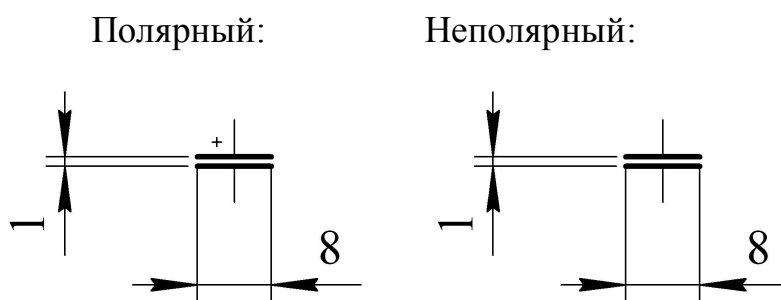


Рис. 2.1 УГО конденсаторов

При проектировании электронных устройств необходимо обеспечивать фактическое значение напряжения постоянного тока между обкладками конденсатора меньше предельно допустимого значения, оговариваемого в справочной литературе [1].

Температурный коэффициент емкости конденсатора (ТКЕ) характеризует относительное изменение величины емкости при изменении температуры на 1 °С.

По виду используемого диэлектрика различают конденсаторы с воздушным диэлектриком, твердым неорганическим (слюда, керамика, стеклокерамика, пленочные).

2.1 Назначение конденсаторов

Учитывая свойство конденсатора накапливать заряд (заряжаться) при подключении к нему источника напряжения, его можно использовать в качестве времязадающего элемента в цепи постоянного тока, состоящей из источника сигнала E , сопротивления $R1$ и емкости конденсатора $C1$. Схема указанного устройства представлена на рис.2.2.

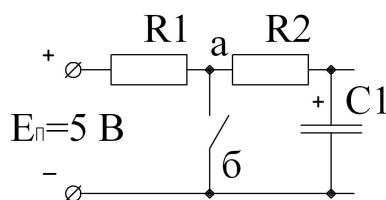


Рис. 2.2 Исследование работы конденсатора

Схема работает следующим образом. Источником сигнала может служить либо выпрямленное напряжение, либо гальваническая батарея. Коммутационный элемент SA1 (выключатель) периодически с частотой 1 Гц переключается (0,5 с замкнут и 0,5 с разомкнут), указанная коммутация отражается на режиме работы конденсатора. При разомкнутом состоянии SA1 конденсатор заряжается через $R1$, $R2$ от источника напряжения $E_n = 5$ В, при замыкании SA1 между точками а и б исключается влияние напряжения E_n и конденсатор будет разряжаться через резистор $R2$ и замкнутый контакт SA1.

Из основ электротехники известно, что напряжение на заряжающемся конденсаторе изменяется (увеличивается) по экспоненциальному зако-

ну: $U_{C1\text{зар.}} = E(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{зар.}}}})$, а на разряжающемся конденсаторе (уменьша-

ется) также по экспоненциальному закону: $U_{C1\text{разр.}} = U_{C1} e^{-\frac{t}{\tau_{\text{разр.}}}}$,
где $U_{C1\text{зар.}} = E_n = 5$ В – постоянное напряжение на заряженном конденсаторе до величины E_n ;

$\tau_{\text{зар.}} = (R1 + R2) \cdot C1$ – постоянная величина времени заряда конденсатора, измеряемая в единицах времени (с);

$R1 = R2 = 50$ Ом;

$\tau_{\text{разр.}} = R2C1$ – постоянная времени разряда конденсатора.

t – текущее время либо заряда, либо разряда конденсатора.

Задачи для практических занятий

1. Рассчитать величины напряжения на заряжающемся конденсаторе через время $\tau_1 = \tau_{\text{зар.}}$, $\tau_2 = 2\tau_{\text{зар.}}$, $\tau_3 = 3\tau_{\text{зар.}}$ после размыкания переключателя SA1.

2. Рассчитать величины напряжения на разряжающемся конденсаторе через время $t_4 = \tau_{\text{разр.}}$, $t_5 = 2\tau_{\text{разр.}}$, $t_6 = 3\tau_{\text{разр.}}$ после замыкания переключателя SA1.

3. Построить временные диаграммы процессов заряда и разряда конденсатора в зависимости от заданного времени коммутации переключателя согласно рис.2.3.

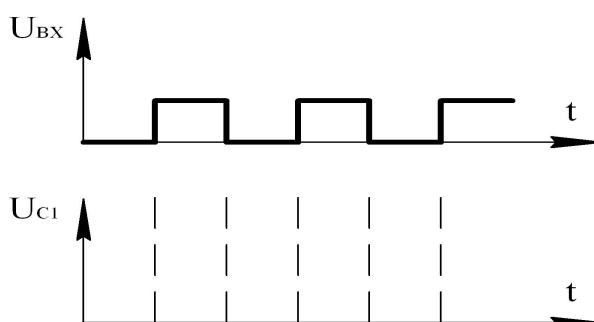


Рис. 2.3 Временные диаграммы процессов заряда и разряда конденсатора

Конденсатор можно использовать как фильтрующий элемент. В источниках питания после выпрямления переменного напряжения, например частоты $f=50$ Гц, необходимо сгладить пульсирующую форму в постоянное напряжение с заданным малым значением пульсаций.

На рис.2.4 представлена схема сглаживающего RC-фильтра, включенного на выход выпрямительной (мостовой) схемы.

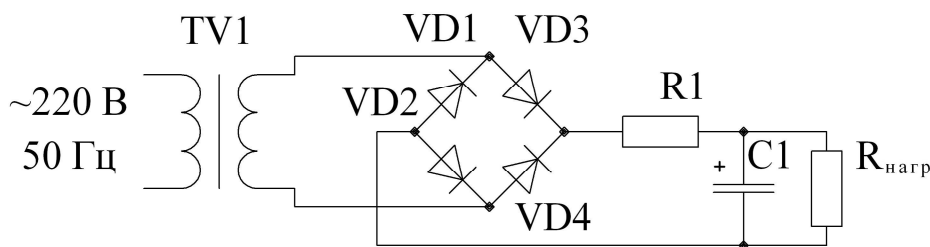


Рис. 2.4 Источник питания с RC-фильтром

Если бы не было RC-фильтра, форма напряжения, наблюдаемая с помощью осциллографа на выходе выпрямительной мостовой схемы $U_{\text{Рнагр}}$, была бы, как показано на рис.2.5, б.

С подключением сглаживающего фильтра ($R1, C1$) на $R_{нагр.}$ будет постоянное напряжение с наличием небольших пульсаций (см. рис.2.5, в).

При проектировании источников питания задаются коэффициентом пульсаций $K_{пульс.}$ в процентах:

$$K_{пульс.} = \frac{U_{вых. пульс.}}{U_{вх. пульс.}} \cdot 100 \text{ \%}.$$

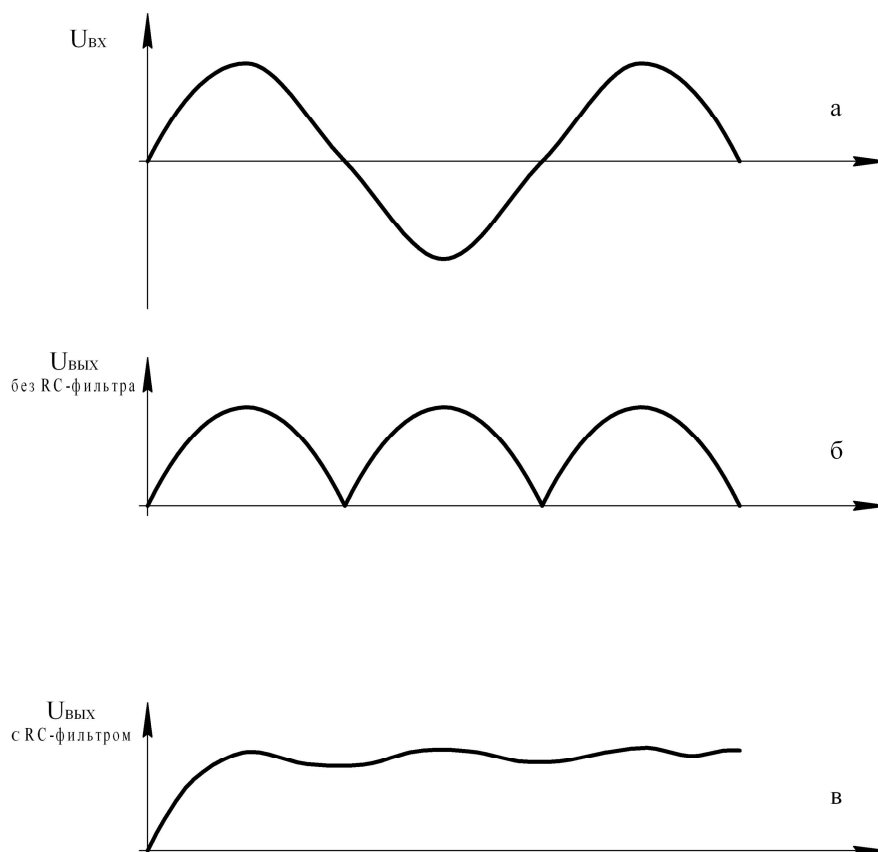


Рис. 2.5 Временные диаграммы работы выпрямительной схемы

Чем больше емкость конденсатора фильтра $C1$, тем меньше амплитуда пульсаций в выпрямленном напряжении. Практика показала: чтобы получить на выходе схемы рис.2.4 меньшую амплитуду пульсаций (например $0,01U_{выпр}$), потребуется использовать конденсатор с электрической емкостью 1000-2000 мкФ и больше.

Кроме сглаживания пульсаций на выходе выпрямительной схемы, конденсаторы используются в каналах импульсных сигналов для фильтрации коротких по длительности импульсных помех.

С появлением современных электронных операционных усилителей конденсаторы стали использоваться в активных фильтрах низких, высоких частот и в полосовых фильтрах.

3 ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Краткие сведения из теории полупроводников

Полупроводниками принято считать кристаллические вещества, электрические характеристики которых занимают некоторое промежуточное место между проводниками и диэлектриками.

К числу полупроводниковых материалов, имеющих практическое применение в элементах современной электроники, относятся кристаллы кремния и германия.

Для того чтобы понять процессы, происходящие в полупроводниковых приборах, необходимо рассмотреть явления, протекающие в кристаллической структуре этих материалов.

Кристаллическая структура кремния и германия обусловлена тем, что их атомы удерживаются в строго определенном взаимном положении друг относительно друга благодаря слабосвязанным четырем электронам, находящимся на их внешних оболочках. Эти электроны вместе с такими же электронами соседних атомов образуют валентные связи между атомами. Электроны, участвующие в этих связях, называются валентными.

В абсолютно чистом германии или кремнии при очень низких температурах нет свободных электронов, способных создать электрический ток, так как в этих условиях все четыре электрона внешних оболочек каждого атома, которые могут участвовать в процессе переноса заряда, удерживаются валентными связями. При этом такое вещество является изолятором (диэлектриком).

При повышении температуры (благодаря тепловому движению) некоторые валентные электроны отрываются от своих связей и могут перемещаться по кристаллической решетке. Такие электроны называются свободными, а валентная связь, от которой оторван электрон, называется дыркой. Она обладает свойствами положительного электрического заряда. Чем выше температура, тем больше количество освобожденных электронов, способных перемещаться по кристаллической решетке.

Перемещаясь по кристаллической решетке, свободные электроны могут встретить дырки (в валентных связях которых не хватает электронов) и заполнить эти связи. Это явление носит название рекомбинации.

При отсутствии внешнего источника напряжения движение свободных электронов и дырок будет беспорядочным, поэтому через полупроводниковый материал ток протекать не будет.

Если к противоположным концам полупроводниковой пластинки подключить внешний источник напряжения, то свободные электроны начнут двигаться через кристаллическую решетку к положительным полюсам источника напряжения, а дырки – к отрицательным.

Направленное движение электрических зарядов (электронов и дырок) и есть ток.

Проводимость полупроводника значительно улучшается путем введения в чистый кремний или германий небольшого количества специально подобранных примесей.

Такие примеси, как атомы мышьяка, вносят в решетку дополнительные свободные электроны [2].

Напомним, что внешние оболочки атомов кремния и германия содержат по четыре валентных электрона.

Если атом примеси имеет большее число валентных электронов, чем у основного полупроводника, то в его кристаллической решетке появляются дополнительные электроны, которые могут по ней перемещаться. В результате электропроводность полупроводника улучшается. Такие примеси называются донорными, поскольку они “отдают” электроны полупроводнику. Так как германий и кремний являются элементами четвертой группы таблицы Менделеева, то для них донорными примесями могут быть элементы пятой группы, у которых на внешней оболочке атомов находятся по пять электронов. Известно, что к таким донорным примесям можно отнести мышьяк, фосфор, сурьму.

Если же атомы примеси имеют меньшее число электронов, чем у основного полупроводника, то в его кристаллической решетке некоторые валентные связи окажутся незаполненными, в них образуются дырки.

Примеси такого рода называются акцепторными, поскольку они поглощают свободные электроны основного полупроводника. Для кремния и германия акцепторными примесями являются элементы третьей группы таблицы Менделеева, у которых внешние оболочки атомов содержат по три валентных электрона. К акцепторным примесям для кремния и германия относятся алюминий, бор, галлий и индий.

Полупроводники, электропроводность которых улучшилась благодаря образованию избытка свободных электронов при введении примеси, называются полупроводниками с электронной проводимостью, или сокращенно полупроводниками n-типа.

Полупроводники, электропроводность которых обуславливается в основном движением дырок, называются полупроводниками с дырочной проводимостью, или сокращенно полупроводниками p-типа.

3.1 Физические процессы, происходящие в полупроводниковых диодах

Если проводник p-типа соединить с проводником n-типа, то под действием диффузии электроны из области с проводимостью n-типа начнут “перетекать” в область с проводимостью p-типа, чтобы заполнить дырки в

этой области. “Перетекание” электронов будет продолжаться до тех пор, пока по обе стороны рп-перехода не образуется нейтральная зона, или так называемый “обедненный слой”. Этот обедненный слой приводит к возникновению потенциального барьера, препятствующего дальнейшему движению электронов через границу раздела.

Чтобы пересечь границу раздела, электроны должны теперь обладать энергией, достаточной для преодоления потенциального барьера.

Источником этой энергии может быть внешнее напряжение источника питания.

В том случае, когда положительный полюс напряжения приложен к зоне р (где основными носителями заряда являются дырки), а отрицательный полюс – к зоне n, где основные носители заряда – электроны, под действием внешнего поля дырки будут отталкиваться положительным потенциалом, а электроны – отрицательным. Под действием этих сил дырки и электроны будут двигаться навстречу друг к другу (к р-n переходу), где происходит их рекомбинация. Пока приложено напряжение, через переход все время течет ток.

Чем больше напряжение, тем больше будет ток через переход. В этом случае принято говорить, что переход включен в прямом направлении, характеризующемся малым сопротивлением и большим током.

Если изменить полярность включения внешнего источника напряжения, то дырки (р-зоны) будут притягиваться к отрицательному полюсу, а электроны (n-зоны) – к положительному. Под действием этих сил электроны и дырки будут двигаться в направлении от границы раздела р-n перехода, вследствие чего эта граница будет обеднена носителями заряда, число рекомбинаций значительно сократится, и, как следствие этого, ток через р-n переход станет очень малым. В этом случае говорят, что к переходу приложено внешнее напряжение в обратном (запирающем) направлении. При этом сопротивление перехода велико, а проводимость и ток малы. Благодаря своей способности хорошо пропускать ток в одном направлении и плохо – в другом n-p переход обладает выпрямляющими свойствами, широко используемыми в полупроводниковых диодах.

По своему назначению полупроводниковые диоды делятся на выпрямительные, импульсные, стабилитроны, варикапы, туннельные диоды, светодиоды, фотодиоды.

3.2 Выпрямительные диоды

На рис.3.1 представлено условное графическое обозначение (УГО) диода.

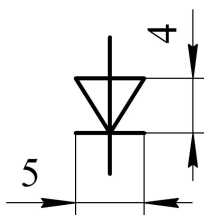


Рис. 3.1 Условные графические обозначения диодов

Выпрямительные диоды используются для преобразования переменного тока низкой частоты в постоянный.

Основными параметрами выпрямительных диодов являются:

- средний выпрямленный ток $I_{\text{выпр.}}$;
- максимальное обратное напряжение $U_{\text{обр.}}$;
- средняя рассеиваемая мощность $P_{\text{ср.}}$;
- прямое падение напряжения $U_{\text{пр.}}$ при протекании выпрямленного тока;
- допустимая величина одиночного импульса тока $I_{\text{имп.}}$, имеющего место в момент включения выпрямительной схемы в сеть первичного электропитания ~ 220 В, не должна превышать шестикратной величины допустимого выпрямленного тока.

Примечание: величина допустимого импульсного тока не оговаривается в справочной литературе, однако согласно требованиям технических условий на выпрямительные диоды превышение этого параметра является основной причиной их выхода из строя в момент включения выпрямителя в питающую электросеть.

Для уменьшения этого импульса тока необходимо между выходом выпрямительных диодов и первым фильтрующим конденсатором в схеме источника питания (рис.3.2) устанавливать токоограничительный резистор R1, который одновременно является элементом сглаживающего RC-фильтра.

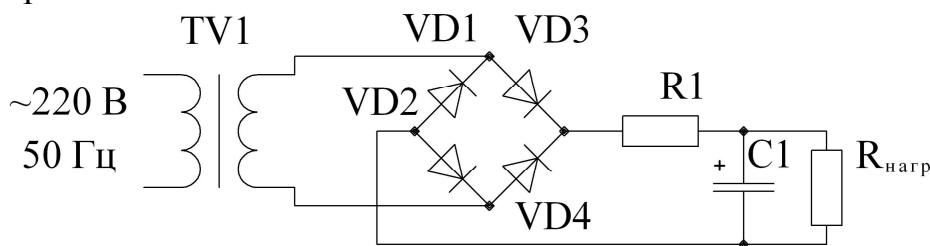


Рис. 3.2 Схема источника питания

3.3 Стабилитроны

На рис. 3.3 приведено условное графическое обозначение стабилитрона.

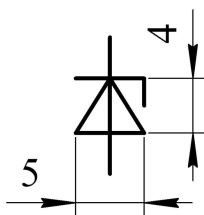


Рис. 3.3 Условное графическое обозначение стабилитрона

Стабилитроном называют полупроводниковый диод, напряжение на котором при обратном включении (плюс источника напряжения подключается к катоду, а минус – к аноду) слабо зависит от тока, протекающего через него. Ограничивая обратный рабочий ток стабилитрона (не превышая его предельно допустимого значения), можно обеспечить надежную работу стабилизатора напряжения.

Основными параметрами полупроводниковых стабилизаторов являются:

$U_{ст}$ – напряжение стабилизации (разные типы стабилитронов имеют напряжение стабилизации от 0,7 до 200 В);

$I_{ст.макс.}$ и $I_{ст.мин.}$ – максимально допустимый и минимально допустимый токи стабилизации;

$P_{ст}$ – максимально допустимая мощность, рассеиваемая на стабилитроне $P_{ст} = U_{ст} I_{ст.}$;

$R_{диф}$ – дифференциальное значение сопротивления $R_{диф} = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_{ст}}$.

В качестве примера приведены основные параметры стабилитрона 2С468А, у которого $U_{ст} = 6,8 \pm 0,68$ В, $I_{ст.мин.} = 3$ мА, $I_{ст.макс.} = 142$ мА.

Стабилитроны применяют в параметрических стабилизаторах напряжения в качестве источников опорного напряжения, а также в схемах ограничения амплитуды импульсов напряжения.

Рабочей областью стабилитронов является обратная ветвь вольт-амперной характеристики, изображенной на рис. 3.4, а.

Различают стабилитроны общего назначения и прецизионные. Стабилитроны с низкими напряжениями стабилизации 0,7 – 1,9 В образуют группу элементов, называемых стабисторами. Рабочей областью стабисторов является прямая ветвь вольт-амперной характеристики, изображенной на рис. 3.4, б.

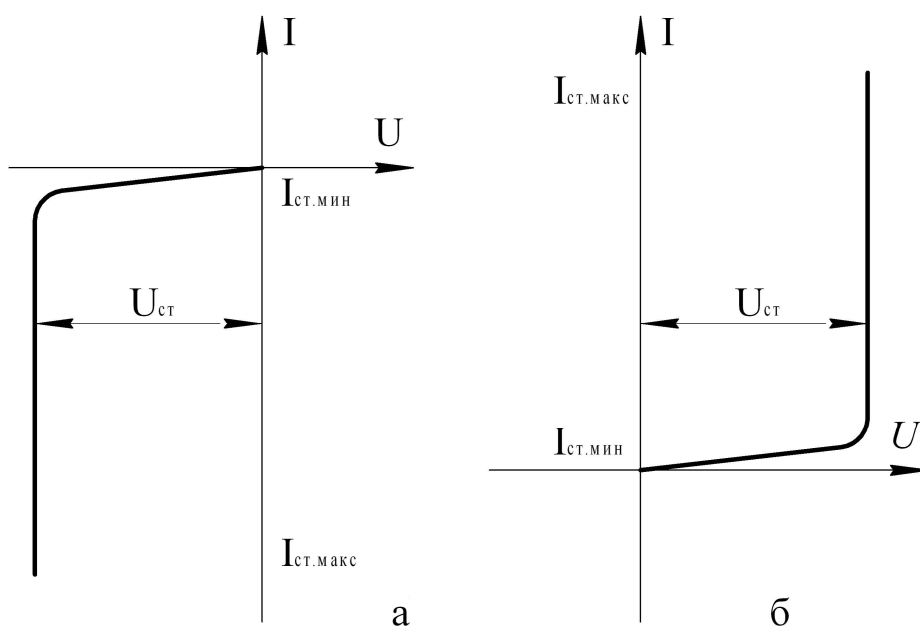


Рис. 3.4 Вольтамперные характеристики:
а – стабилитрона 2С468А; б – стабистора 2С107А

В качестве примера ниже приведены основные технические характеристики стабистора 2С107А:

- прямое напряжение стабилизации $0,65 \pm 0,08$ В;
- минимальный ток стабилизации $I_{\text{ст. мин.}} = 1$ мА;
- максимальный ток стабилизации $I_{\text{ст. макс.}} = 120$ мА;
- температурный коэффициент напряжения $\alpha = 0,34 \% / ^\circ\text{C}$;
- рабочий диапазон температуры $-60 \dots +125$ $^\circ\text{C}$.

На рис.3.5 приведена схема параметрического стабилизатора напряжения с использованием стабилитрона и стабистора.

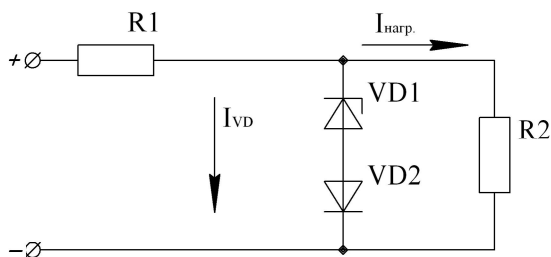


Рис. 3.5 Параметрический стабилизатор напряжения

На схеме: VD1 – стабилитрон 2С468А, VD2 – стабистор 2С107А, R1 – токоограничительный резистор, R2 – сопротивление нагрузки.

Для создания надежной схемы параметрического стабилизатора необходимо выполнить два условия:

– во-первых, на вход стабилизатора необходимо подавать нестабилизированное напряжение в 1,5-2 раза больше заданной величины стабилизированного напряжения;

– во-вторых, необходимо обеспечить величину тока, протекающего через стабилитрон, в 10 раз больше тока, потребляемого нагрузкой.

Справедливость выполнения указанных двух условий для построения надежного параметрического стабилизатора напряжения докажем расчетом предложенной выше схемы. Так как в предложенной схеме стабилизатора напряжения используются стабилитрон с напряжением $6,8 \pm 0,68$ В с последовательно соединенным стабилитроном 2С107А с напряжением $0,65 \pm 0,065$ В, то общее выходное стабилизированное напряжение будет $U_{\text{ст}} = U_{\text{VD1}} + U_{\text{VD2}} = 6,8 + 0,65 = 7,45$ В.

Для выполнения первого условия, обеспечивающего надежную работу стабилизатора, на его вход подключим нестабилизированное напряжение в 1,5 раза больше стабилизированного, которое должно быть $U_{\text{вх}} = 1,5U_{\text{ст}} = 1,5 \cdot 7,45 = 11,175$ В. Для упрощения расчета входное напряжение выбираем 11,2 В.

Выполняя второе необходимое условие, задаемся величиной тока, потребляемого нагрузкой, $I_{\text{н}} = 8 \pm 0,8$ мА, а величиной тока, протекающего через элементы стабилизации, в 10 раз больше $I_{\text{н}}$, что составляет $I_{\text{ст}} = 80$ мА.

Из схемы стабилизатора напряжения видно, что через токоограничительный резистор R1 протекает суммарный ток, определяемый формулой $I_{\text{R1}} = I_{\text{ст}} + I_{\text{н}} = 80 + 8 = 88$ мА.

После выполнения двух необходимых условий выбирают типы стабилитрона и стабилитора из справочной литературы [1] (в рассматриваемом примере типы стабилитрона и стабилитора были приведены выше).

Далее необходимо рассчитать величину сопротивления токоограничивающего резистора R1:

$$R1 = \frac{U_{\text{R1}}}{I_{\text{R1}}} = \frac{U_{\text{вх}} - (U_{\text{VD1}} + U_{\text{VD2}})}{I_{\text{н}} + I_{\text{ст}}} = \frac{11,2 - 7,45}{88 \cdot 10^{-3}} = 42,6 \text{ Ом.}$$

Затем необходимо определить фактическую величину мощности, выделяемой на резисторе R1:

$$P_{\text{R1}} = I_{\text{R1}} U_{\text{R1}} = 88 \cdot 10^{-3} \cdot 3,75 = 0,33 \text{ Вт.}$$

Для обеспечения надежной работы токоограничивающего резистора необходимо выбирать его мощность с запасом не менее 30 % от фактической величины. Таким образом, необходимо выбрать резистор R1 типа С2-33-0,5 Вт-43 Ом ± 5 %.

Проведя электрический расчет и выбрав элементы схемы стабилизатора напряжения, обязательно необходимо провести электрический расчет

в части проверки максимальной величины тока, протекающего через стабилитрон и стабилстор при наихудших сочетаниях всех дестабилизирующих факторов, воспользовавшись выражениями:

$$I_{\text{ст.макс.}} = I_{R1\text{макс.}} - I_{\text{н.мин.}} = \frac{U_{R1\text{макс.}}}{R1_{\text{мин.}}} - I_{\text{н.мин.}} =$$

$$= \frac{U_{\text{вх. макс.}} - U_{\text{ст. мин.}}}{R1_{\text{мин.}}} - I_{\text{н.мин.}} = \frac{11,2 \cdot 1,1 - 7,45 \cdot 0,9}{(43 - 4,3)} - 8 \cdot 0,9 = 138 \text{ мА} \quad (3.1)$$

Итак, проверочный расчет показал, что при наихудших дестабилизирующих факторах, когда $U_{\text{вх.}}$ на 10 % больше номинального значения, $U_{\text{ст.}}$ меньше на 10 % от номинального значения, $R1$ меньше на 5 % от номинального значения, максимальная величина тока, протекающего через стабилитрон и стабилстор, составляет 138 мА, что превышает предельно допустимое значение 120 мА, оговоренное в справочной литературе [1].

Необходимо сделать все возможное, чтобы фактическая величина тока, протекающего через стабилитрон и стабилстор при наихудших дестабилизирующих факторах, была меньше максимально допустимой величины 120 мА.

Из выражения (3.1) видно, что проще всего увеличить сопротивление токоограничивающего резистора $R1$ на 15 %, при этом уменьшаемое в выражении (3.1) уменьшится также на 15 % и, далее, величина тока $I_{\text{ст.макс.}} = 138 \text{ мА}$ уменьшится до 118 мА, что меньше предельно допустимой величины стабилитрона и стабилстора.

Таким образом, в схеме стабилизатора необходимо провести коррекцию в части замены ранее рассчитанного резистора $R1$ с номинальным сопротивлением 43 Ом на номинальное значение 51 Ом с меньшим технологическим разбросом $\pm 2 \%$.

После коррекции величины сопротивления резистора $R1$ пример его записи изменится и примет вид С2-33-0,5 Вт-51 Ом $\pm 2 \%$.

3.4 Светодиоды

В электронных устройствах контроля и измерения электрических и физических величин в качестве сигнализирующих элементов используются светодиоды. Читатели настоящих методических указаний все видели их в действии на перекрестках улиц. Да, это новые светофоры, выполненные с использованием светодиодов зеленого, красного и желтого цветов, которые имеют явные преимущества по яркости перед светофорами с использованием электрических ламп 220 В.

На рис.3.6 представлено условное графическое изображение (УГО) светодиода.



Рис. 3.6 Условное графическое обозначение светодиода

Светодиоды – это полупроводниковые диоды, излучающие кванты света в широком диапазоне длин волн видимого глазом света от 0,45 до 0,68 мкм.

Для изготовления светоизлучающих диодов используются следующие полупроводниковые материалы: фосфид галлия (GaP), карбид кремния (SiC), твердые растворы: галлий-мышьяк-фосфор (GaAsP) и галлий-мышьяк-алюминий (GaAsAl), а также нитрид галлия (GaN), которые позволяют получать излучение в коротковолновой части видимого света.

Кроме светоизлучающих диодов, отечественная промышленность освоила серийный выпуск инфракрасных излучающих диодов (ИК-диоды). Это полупроводниковые диоды, которые при протекании через них прямого тока (от анода к катоду) излучают электромагнитную энергию в инфракрасной области спектра (невидимого человеческим глазом), регистрируемого лишь физическим фотоприемником, чувствительным в соответствующей полосе спектра.

Основными материалами для изготовления ИК-диодов являются арсенид галлия и структуры галлий-алюминий-мышьяк, выращенные на арсенидгаллиевой подложке.

Спектральные характеристики ИК-диодов имеют один выраженный максимум в интервале длин волн от 0,87 до 0,96 мкм.

Основные параметры светодиодов приведены в литературе [3]:

- сила света при прямом токе $I_{пр.} = 10$ мА не менее 20 мкд;
- цвет свечения красный;
- прямое постоянное напряжение при $I_{пр.} = 10$ мА не более 2 В.

Предельные эксплуатационные данные:

- прямой постоянный ток $I_{пр.} = 10$ мА;
- прямой импульсный ток не более 100 мА при длительности импульса $\tau_U = 2$ мс и скважности импульсов $\theta = \frac{T}{\tau_{\text{дл.}}} = 2$;
- диапазон рабочих температур $-60 \dots +70$ °С.

На рис.3.7 представлена упрощенная схема переключения светодиодов.

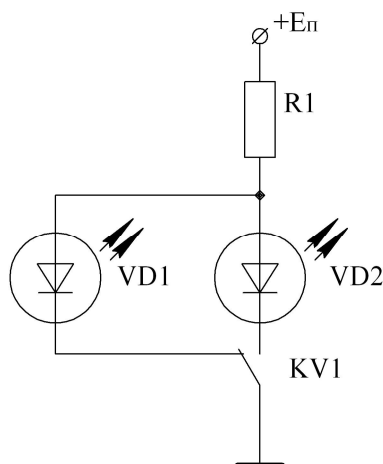


Рис. 3.7 Схема переключения светодиодов

Светодиод VD1 светится в исходном состоянии (см. рис. 3.7). При срабатывании реле KV1 его контакты переключаются таким образом, что светодиод VD1 обесточится, а VD2 будет находиться под током.

Задача состоит в том, чтобы рассчитать необходимую величину сопротивления резистора R1, задающего необходимую величину тока светодиода.

Зная параметры рассматриваемого светодиода типа АЛ336Б, у которого ток предельно допустимой величины не более 20 мА, при этом падение напряжения на диоде составляет 2 В, рассчитаем необходимую величину сопротивления резистора R1, обеспечивающего величину тока светодиода, равную, например, 15 мА, с помощью выражения

$$R1 = \frac{U_{R1}}{I_{R1}} = \frac{E_{\Pi} - U_{VD1}}{I_{R1}} = \frac{5 - 2}{15 \cdot 10^{-3}} = 200 \text{ Ом.}$$

Чтобы выбрать тип резистора, необходимо знать фактическую величину мощности, рассеиваемой на нем:

$$P_{R1} = I_{VD1}^2 \cdot R1 = (15 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 200 = 0,045 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор R1 типа С2-33-0,062Вт-200 Ом $\pm 5\%$.

3.5 Фотодиоды

Фотодиоды изготавливают из германия, кремния, арсенида галлия. Кристалл помещается в герметичный металлический или пластмассовый корпус цилиндрической или прямоугольной формы, в котором имеется прозрачное "окно" для проникновения света в область р-п-перехода и два вывода для включения прибора во внешнюю цепь.

Условное графическое обозначение фотодиода дано на рис. 3.8.

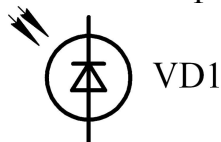


Рис. 3.8 Условное графическое обозначение фотодиода

При облучении фотодиода определенной длины волны около 1 мкм в нем возникает генерация пар носителей заряда, электронов и дырок. Интенсивность генерации пропорциональна силе света.

Свободные электроны и дырки разделяются электрическим полем перехода фотодиода и заряжают р-область положительно, а n-область — отрицательно. Таким образом, на выходных выводах фотодиода появляется фотоЭДС, которая не превышает 0,7-0,8 В.

Описанная физическая картина относится к работе фотодиода в генераторном режиме [3].

Существует другой режим снятия сигнала с фотодиода, когда к нему приложено обратное напряжение от внешнего источника, при этом электроны и дырки, генерируемые излучением, увеличивают обратный ток фотодиода. Значение обратного фототока практически линейно возрастает с увеличением силы света, воздействующего на фотодиод. Такой режим называют “фотодиодным”. Время нарастания и спада фототока составляет единицы и даже доли наносекунды ($1 \cdot 10^{-9}$ с).

Основные параметры фотодиодов:

- токовая чувствительность S , мкА/люкс;
- постоянная времени нарастания τ_i и спада $\tau_{\text{нл}}$ фототока;
- рабочая длина волны или рабочий интервал длин волн;
- номинальное рабочее напряжение $U_{\text{обр.ном.}}$;
- темновой ток $I_{\text{обр.тм.}}$;
- максимально допустимое обратное напряжение $U_{\text{обр.макс.}}$;
- максимальное обратное постоянное или импульсное напряжение $U_{\text{обр.}}$, при котором обеспечивается надежная работа фотодиода;
- выходной обратный ток (темновой) $I_{\text{вых.обр.т.}}$ — ток, протекающий в выходной цепи при отсутствии освещения, но при заданном обратном напряжении.

Зависимость выходного тока от силы света у фотодиодов, работающих в фотодиодном режиме, практически линейная.

Зависимость выходного напряжения у фотодиодов, работающих в генераторном режиме, нелинейная. Фотодиодный режим используется в измерительных преобразователях силы света, фотогенераторный режим в настоящее время практически не используется. Ранее в 70-80-х годах XX в. фотодиодный режим использовался в автоматизированных системах ввода

информации в ЭВМ с перфоносителей, у которых над перфоносителем (бумажным или пленочным) устанавливалась электрическая лампа с прямолинейной светящейся спиральной нитью, а под перфоносителем – цилиндрическая линза и 9 фотодиодов. Пробивки в перфоносителях освещали фотодиоды, которые формировали сигналы уровней логических единиц или логических нулей (при отсутствии пробивки).

3.6 Варикапы (варакторы)

Это обратные смещенные диоды, применяемые как конденсаторы переменной емкости. Величина емкости р-п перехода зависит от приложенного напряжения. С увеличением обратного напряжения эта емкость уменьшается. На рис.3.9 приведено условное графическое обозначение (УГО) варикапа (варактора).



Рис. 3.9 УГО варикапа

Основной параметр варикапа – величина номинальной емкости $C_{ном.}$ при номинальном обратном напряжении смещения. Кроме того, указываются максимальная $C_{макс.}$ и минимальная $C_{мин.}$ емкости диода соответственно при минимально возможном и максимальном напряжениях смещения.

Например, варикап типа Д901А имеет следующие параметры, оговоренные в литературе [1, 4]:

- максимальное (обратное) напряжение смещения $U_{см} = 80 \text{ В}$;
- номинальную емкость $C_{ном.} = 27 \pm 5 \text{ пФ}$;

- коэффициент перекрытия по емкости $K_c = \frac{C_{макс.}}{C_{мин.}} = 4$;

- Q – добротность, определяемую отношением реактивного сопротивления к полному сопротивлению потерь диода на заданной частоте.

Варикапы используются в устройствах регулирования частоты изменением величины приложенного напряжения.

3.7 Туннельные диоды

Туннельные диоды характеризуются наличием в их вольт-амперной характеристике участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением (рис. 3.10).

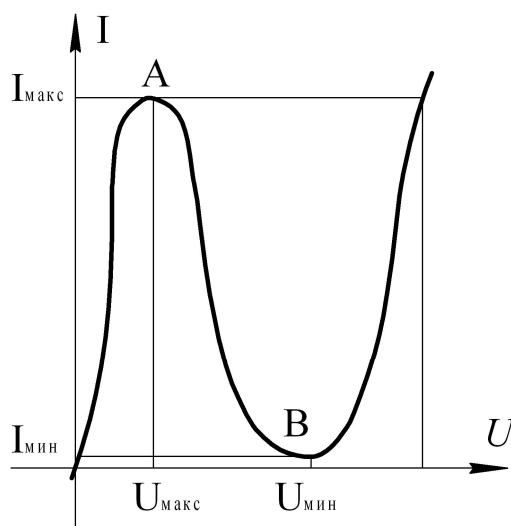


Рис. 3.10 Вольт-амперная характеристика туннельного диода, где участок А-В имеет отрицательное сопротивление

Условное графическое обозначение туннельного диода представлено на рис. 3.11.

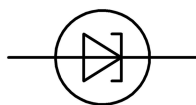


Рис. 3.11 Условное графическое обозначение туннельного диода

Отрицательное сопротивление сохраняется до очень больших частот (сотен и даже тысяч мегагерц). Наличие в характеристике туннельного диода участка А-В с отрицательным сопротивлением позволяет использовать его в усилителях, генераторах синусоидных и прямоугольных колебаний.

Основные параметры туннельных диодов приведены в литературе [4] на примере диода типа 3И201К:

- $I_{\text{макс}}$ – ток максимума 90-100 мА;
- ε – отношение пикового тока $I_{\text{макс}}$ к току впадины $I_{\text{мин}}$;
- $U_{\text{п}}$ – напряжение (пиковое) 0,33 В;
- $R_{\text{Г}}$ – дифференциальное сопротивление при протекании прямого тока 250 мА; 2,2 Ом;
- $U_{\text{пр}}$ – прямое постоянное напряжение 0,5 В.

Исходным пунктом при проектировании одиночного каскада усиления является выбор способа включения транзистора. В зависимости от того, какой электрод транзистора является общим для входной и выходной цепей усилителя сигналов, различают три схемы включения транзистора:

с общим эмиттером (см. рис. 3.13, а), где входной является цепь базы, а выходной – цепь коллектора;

с общим коллектором (см. рис. 3.13, б), где входной является цепь базы, выходной – цепь эмиттера;

с общей базой (см. рис. 3.13, в), где входной цепью является цепь эмиттера, а выходной – цепь коллектора.

В рабочем режиме к электродам транзисторов подключают постоянное напряжение внешних источников питания $E_{\text{п}}$. Помимо постоянных напряжений, к электродам подводят слабые сигналы переменного напряжения $U_{\text{вх}\sim}$, подлежащие усилению. В связи с этим различают входную цепь, к которой подводят сигнал, и выходную, с которой снимают усиленный сигнал $U_{\text{вых}\sim}$.

Физические процессы, протекающие в транзисторах со структурой p-n и p-n-p, одинаковы. Структура транзисторов p-n-p проводимости отличается от транзисторов n-p-n тем, что на их электроды подаются напряжения обратной полярности, а токи имеют противоположные направления.

В отношении возможных областей применения различных способов включения транзисторов можно сформулировать ряд рекомендаций.

Наибольшее усиление как по току, так и по напряжению, а значит, и по мощности обеспечивает включение транзистора по схеме с общим эмиттером (см. рис. 3.13, а). Это включение считается основным. Однако следует знать, что при этом способе включения выходной переменный сигнал сдвигается по фазе на 180° , а импульсный меняет полярность.

В схеме с общим коллектором (см. рис. 3.13, б) коэффициент усиления напряжения близок к единице, а выходной сигнал по величине и фазе повторяет входной ($U_{\text{вх}}=U_{\text{вых}}$). Поэтому такие схемы называют повторителями напряжения, или эмиттерными повторителями. Основным достоинством этих схем является то, что они обладают большим входным и малым выходным сопротивлениями.

Поэтому такие схемы используются как согласующие двух электронных устройств: у первого, выполняющего функцию передачи усиленного сигнала, имеется нежелательное большое выходное сопротивление, что является его недостатком, а у второго, выполняющего функцию приёма сигнала, имеется нежелательное малое входное сопротивление, что также является его недостатком.

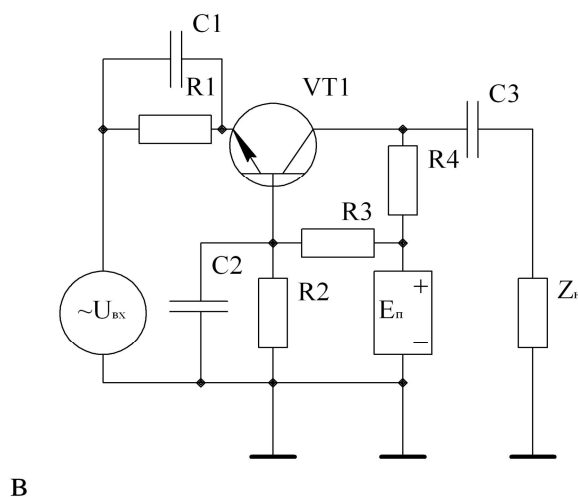
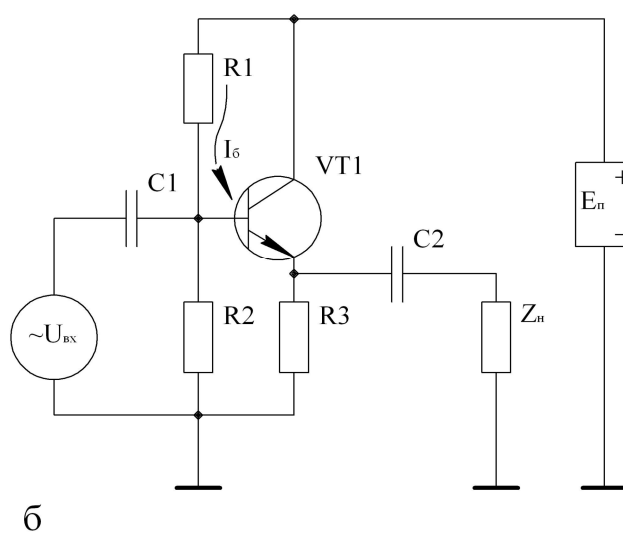
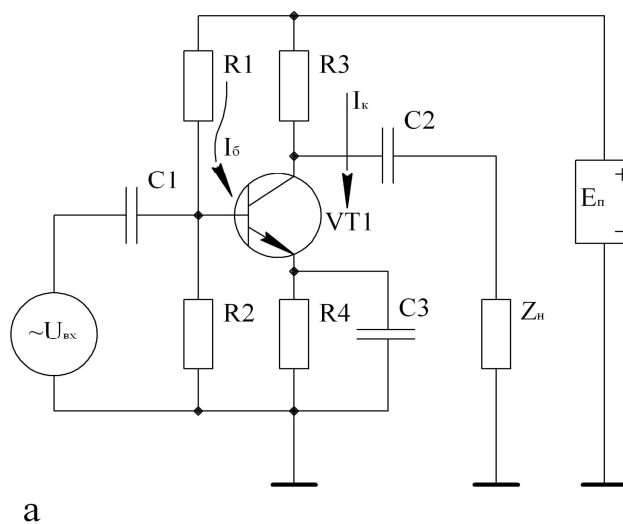


Рис. 3.13 Способы включения транзистора:
а – с общим эмиттером, б – с общим коллектором, в – с общей базой

В схемах с общей базой (см. рис. 3.13, в) выходной ток практически равен входному, поэтому эти схемы называются повторителями тока. Повторители тока не обладают усилением по току, но имеют большую входную проводимость (малое входное сопротивление), однако усиление по мощности немного меньше по сравнению со схемой с общим эмиттером. Все перечисленные недостатки схем с общим коллектором и общей базой ограничивают сферу их применения. В основном схемы включения с общим коллектором и общей базой используются в высокочастотных схемах усиления, где становится заметным влияние паразитных обратных связей через ёмкости n-p или p-n переходов.

3.8.2 Статические характеристики транзисторов

Для расчёта транзисторного усилительного каскада, построенного по схеме с общим эмиттером, необходимо иметь два основных семейства статических характеристик транзистора: семейство входных, представляющих зависимость тока базы от напряжения между базой и эмиттером $I_{\text{б}} = f(U_{\text{бэ}})$ для различных значений напряжения на выходном электроде, и семейство выходных, представляющих собой зависимость тока коллектора от напряжения в цепи коллектора $I_{\text{к}} = f(U_{\text{к}})$ для различных значений входного тока базы $I_{\text{б}}$.

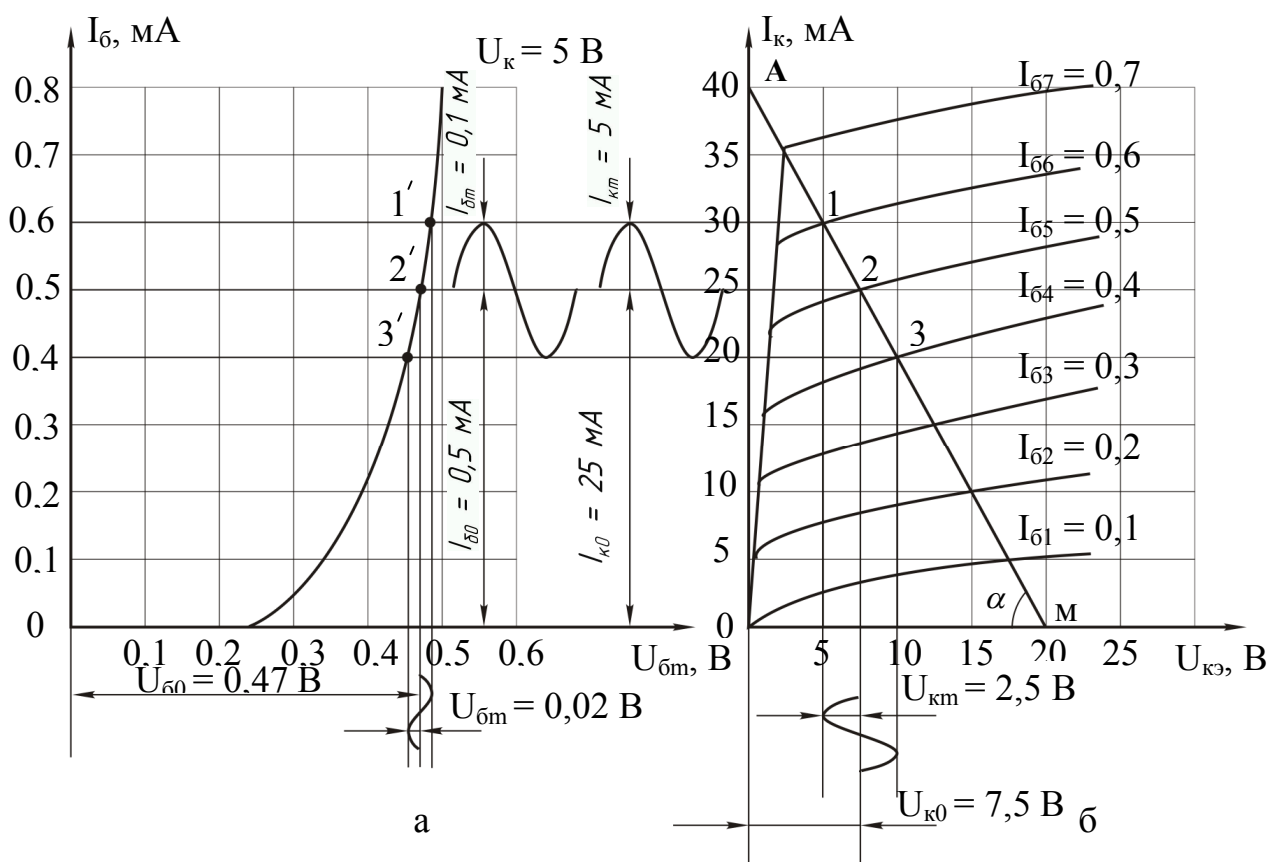


Рис. 3.14 Статическая характеристика кремниевого транзистора КТ312Б:

а – входные характеристики, б – выходные характеристики

На рис. 3.14, а приведены входные, а на рис. 3.14, б – выходные статические характеристики кремниевого транзистора n-p-n проводимости типа КТ312Б с наличием слабых входных и усиленных выходных сигналов переменного тока синусоидальной формы (в справочниках не указываются сигналы на входных и выходных статических характеристиках).

Из рис. 3.14, а видно, что в области малых величин входных токов базы I_b кривая примерно экспоненциальна, а при больших значениях токов – практически линейна. Кроме того, входная характеристика, снятая без коллекторного напряжения $U_k=0$, практически одинаково отстоит от входных характеристик с различными значениями напряжения U_k , поэтому в справочной литературе, например [5], приводится одна характеристика с наличием напряжения на коллекторе $U_k=5В$.

3.8.3 Динамические характеристики транзисторного каскада усиления

При расчёте транзисторных каскадов усиления, кроме статических характеристик транзистора, используются динамические характеристики, входные и выходные. Методика расчета транзисторного усилителя, построенного по схеме с общим эмиттером, приведена в литературе [6].

Выходную динамическую характеристику строят на семействе выходных статических характеристик транзистора, которую иногда называют нагрузочной прямой. Строится эта характеристика для схемы усилителя с общим эмиттером (см. рис.3.13, а) на основании уравнения, записанного по второму закону Кирхгофа:

$$E_{\text{пит}} = U_k + I_k R_3 + I_3 R_4 . \quad (3.2)$$

Учитывая, что $I_3 = I_k + I_b$, а $I_b \ll I_k$, можно выражение (3.2) упростить:

$$E_{\text{пит}} = U_k + I_k(R_3 + R_4) . \quad (3.3)$$

В выражении (3.3) сумма падения напряжения на коллекторе U_k и падения напряжений $I_k(R_3 + R_4)$ на коллекторной нагрузке R_3 и на резисторе R_4 в эмиттерной цепи всегда равна постоянной величине – напряжению питания $E_{\text{пит}}$. Переписав выражение (3.3), получим:

$$U_k = E_{\text{пит}} - I_k(R_3 + R_4) = E_{\text{пит}} - \beta I_b(R_3 + R_4). \quad (3.4)$$

Из графиков статических входных и выходных характеристик (см. рис. 3.14, а, б), а также из выражения (3.4) следует, что в динамическом режиме в результате действия на входе усилителя (см. рис. 3.13, а) переменного напряжения $U_{bм}$, а значит, переменного тока $I_{bм}$ на фоне постоянных составляющих напряжения U_{b0} и тока I_{b0} будут изменяться как

ток коллектора $I_{км}$, так и напряжение $U_{км}$ также на фоне постоянных составляющих $I_{к0}$ и $U_{к0}$.

Для решения этой задачи на выходных статических характеристиках транзистора, например типа КТ312Б (см. рис.3.14, б), строят прямую линию согласно выражению (3.4).

Эта прямая пересекает оси координат в двух точках: при $I_k = \beta I_b = 0$ в точке М, где $U_k = E_{пит}$, на оси абсцисс и при $U_k = 0$ в точке А на оси ординат, где ток коллектора определяется выражением

$$I_k = \frac{E_{пит} - U_k}{R_3 + R_4},$$

выведенном из формулы (3.3).

Построенную таким образом характеристику называют выходной динамической, или линией нагрузки. Точки её пересечения 1, 2, 3 (см. рис. 3.14, б) с входными статическими характеристиками с различными значениями тока базы I_b дают возможность определить ток покоя коллектора $I_{к0}$ в точке 2 (при отсутствии входного переменного сигнала, но при наличии только входного постоянного напряжения $U_{б0}$).

Кроме того, координаты точек пересечения линии нагрузки с выходными статическими характеристиками дают возможность определить напряжение между коллектором и эмиттером $U_{к0}$ и падение напряжения на резисторах R_3 и R_4 согласно равенству $U_{R3} + U_{R4} = E_{п} - U_{к0}$, выведенному из выражения (3.4).

Линия нагрузки (выходная динамическая) позволяет построить динамическую входную характеристику (см. рис. 3.13, а) зависимости тока базы от напряжения на базе $I_{бм} = f(U_{бм})$ при наличии нагрузки в коллекторной цепи.

Строится эта динамическая входная характеристика зависимости тока базы от напряжения на базе $I_{бм} = f(U_{бм})$ методом переноса точек пересечения 1, 2 и 3 динамической прямой на точки 1', 2' и 3' входной характеристики $U_k = 5В$.

Координаты точек пересечения 1', 2' и 3' позволяют определить:

- напряжение $U_{б0}$ (входное напряжение покоя);
- ток $I_{б0}$ (входной ток покоя на линейном участке входной характеристики);
- напряжение $U_{бм}$ (максимальное значение входного переменного напряжения сигнала, подлежащего усилению без искажения его формы, когда амплитудные значения положительной и отрицательной полуволн во входной цепи равны между собой).

3.8.4 Пример расчёта однокаскадного усилителя переменного напряжения звуковой частоты

Рассматриваемый усилитель собран по схеме с общим эмиттером с использованием кремниевого транзистора n-p-n проводимости КТ312Б.

Исходные данные для расчёта усилителя:

- диапазон частот усиливаемого сигнала 0,06...16 кГц;
- статический коэффициент усиления тока базы выбранного типа транзистора составляет $\beta = (20 - 100)$;
- усилитель должен сохранить свои свойства при установке любого исправного экземпляра выбранного типа транзистора при эксплуатации в заданном диапазоне температуры окружающей среды.

В процессе расчёта усилителя необходимо определить:

- входной и выходной токи покоя $I_{б0}$, $I_{к0}$;
- входное и выходное напряжение покоя $U_{б0}$, $U_{к0}$;
- амплитудные значения входного $U_{бм}$ и выходного $U_{км}$ сигналов;
- сопротивления резисторов R1 – R4 (см. рис. 3.13, а);
- коэффициенты усиления по току, по напряжению и по мощности.

Для обеспечения исправной работы проектируемого усилителя необходимо стабилизировать величины начального значения тока и напряжения покоя базы ($I_{б0}$ и $U_{б0}$), а значит, начального значения тока и напряжения коллектора ($I_{к0}$ и $U_{к0}$) при отсутствии входного переменного напряжения.

Лучшее качество стабилизации рабочей точки с заданным значением начального напряжения между коллектором и эмиттером $U_{к0}$ и тока $I_{к0}$ при отсутствии входного сигнала обеспечивает схема эмиттерной стабилизации, осуществляемая резисторами R1, R2, R3, R4 (см. рис. 3.13, а). Принцип действия эмиттерной стабилизации состоит в следующем.

Частичная стабилизация рабочей точки по постоянному току здесь достигается уже тем, что напряжение смещения $U_{б0}$, подаваемое на базу, формируется резисторным делителем R1, R2 от стабилизированного источника коллекторного питания. Это напряжение смещения U_{R2} , снимаемое с резистора R2, практически не зависит от параметров транзистора.

Дальнейшая стабилизация режима в рассматриваемой схеме осуществляется благодаря наличию отрицательной обратной связи, получаемой за счёт введения в провод эмиттера резистора R4. Напряжение смещения между базой и эмиттером $U_{бэ0}$ (в дальнейшем по тексту обозначаемое $U_{б0}$) будет равно разности напряжений, снимаемых с сопротивлений R2 и R4:

$$U_{б0} = U_{R2} - U_{R4} = U_{R2} - I_{э0}R4 = U_{R2} - (I_{б0} + I_{к0})R4, \quad (3.5)$$

U_{R2} – величина постоянная,

U_{R4} – напряжение на резисторе R4 пропорционально току эмиттера.

При возрастании тока покоя коллектора $I_{к0}$, по каким-либо причинам возрастает и ток покоя эмиттера $I_{э0}$, а это приведёт к возрастанию напря-

жения U_{R4} , что согласно выражению (3.5) сильно уменьшает напряжение смещения между базой и эмиттером, тем самым подзапирая транзистор, чтобы уменьшить возрастающий ток покоя коллектора. Стабильность положения рабочей точки при эмиттерной стабилизации тем выше, чем больше сопротивление резистора $R4$ и чем меньше сопротивление резисторов $R1$ и $R2$. Однако очень большим сопротивление резистора $R4$ брать нельзя, так как при этом напряжение между коллектором и эмиттером $U_{кэ}$ окажется слишком малым.

Сопротивление резисторов $R1$ и $R2$ уменьшать нецелесообразно по причине возрастания тока, потребляемого цепочкой $R1, R2$.

В усилительных схемах рабочая точка транзистора характеризует величину коллекторного тока, а изменение её положения – величину приращения этого тока.

Нежелательное изменение положения рабочей точки усилительного каскада связано с зависимостью от температуры следующих параметров: прямого падения напряжения на переходе база-эмиттер $U_{бэ}$ и коэффициента усиления β .

Величина коэффициента усиления β выбранного типа транзистора КТ312Б линейно увеличивается примерно на 10 при увеличении температуры окружающей среды на 20 °С.

Влияние температуры на изменение напряжения база-эмиттер может быть оценено из условия, что входная характеристика при повышении температуры на 10 °С сдвигается влево на 20-25 мВ.

3.8.5 Методика построения динамической нагрузочной прямой на семействе выходных статических характеристик для выбранного типа транзистора

1. На семействе выходных статических характеристиках (см. рис. 3.14, б) строим нагрузочную прямую (изменяя напряжение коллекторного питания и угол наклона нагрузочной прямой) таким образом, чтобы добиться равенства отрезков между точками 1-2 и 2-3 на нагрузочной прямой АМ. На рис. 3.14, б это положение нагрузочной прямой найдено с координатами: ток в точке А, когда транзистор полностью открыт, составляет примерно 40 мА, а напряжение между коллектором и эмиттером в точке М (когда транзистор полностью закрыт и не пропускает ток через участок коллектор-эмиттер) составляет 20 В. Это и есть необходимое напряжение источника коллекторного питания.

2. Спроецировать точки 1, 2 и 3 с выходной динамической прямой АМ на входную статическую характеристику $U_k = 5$ В (см. рис. 3.14, а) с присвоением этим точкам обозначений 1', 2' и 3' соответственно.

3. Координаты точки 2' (см. рис. 3.14, а) $U_{бэ} = 0,47$ В и $I_{бэ} = 0,5$ мА определяют начальные входные параметры транзисторного усилителя.

Благодаря симметрии точки 2 относительно точек 1 и 3 на выходной динамической прямой АМ мы получим симметрию точки 2 относительно точек 1 и 3.

Если подать на участок база-эмиттер постоянное напряжение $U_{б0} = 0,47$ В (что соответствует координате точки 2' на входной характеристике), то оно будет определять начальные значения входного тока $I_{б0} = 0,5$ мА и входного напряжения $U_{б0} = 0,47$ В (см. рис.3.13, а). При этом на выходе усилителя (см. рис. 3.13, б) получим также начальные значения коллекторного тока $I_{к0} = 25$ мА в точке 2 и напряжение между коллектором и эмиттером $U_{к0} = 7,5$ В.

Чтобы не выходить из линейного режима работы усилителя (за пределы координат точек 1' и 3'), на его вход (помимо поданного постоянного начального напряжения $U_{б0} = 0,47$ В) необходимо подать через разделительный конденсатор С1 (см. рис.3.12, а) переменное напряжение сигнала с амплитудным значением не более $U_{бm} = 0,02$ В.

Положительная полуволна этого сигнала (см. рис.3.14, а) увеличит ток базы до значения $I_{б0} + I_{бm} = 0,5 + 0,1 = 0,6$ мА.

Отрицательная полуволна этого входного сигнала уменьшит ток базы до значения $I_{б0} - I_{бm} = 0,5 - 0,1 = 0,4$ мА.

Таким образом, при изменении величины тока базы от 0,5 до 0,6 мА (при положительной полуволне входного сигнала $U_{бm}$), а затем от 0,5 до 0,4 мА (при отрицательной полуволне входного сигнала), мы получим изменение выходного тока в цепи коллектора в точке 1 (см. рис.3.14, б) $I_{к1} = I_{к0} + I_{км} = 25 + 5 = 30$ мА, а при отрицательной полуволне в точке 3 получим $I_{к3} = I_{к0} - I_{км} = 25 - 5 = 20$ мА.

Изменение выходного тока I_k при изменении входного сигнала в указанных пределах приводит к обратному изменению напряжения между коллектором и эмиттером (см. рис. 3.14, б). Положительная полуволна входного сигнала увеличивает как ток базы, так и ток коллектора, но при этом уменьшает напряжение между коллектором и эмиттером $U_{к0}$ с 7,5 до 5 В. Наоборот, отрицательная полуволна входного сигнала уменьшает входной и выходной токи, увеличивает напряжение между коллектором и эмиттером с 7,5 до 10 В.

Следовательно, что однокаскадный транзисторный усилитель пере-
ворачивает фазу входного сигнала на 180° (см. рис.3.14, а, б).

3.8.6 Пример электрического расчёта элементов схемы однокаскадного транзисторного усилителя

Из расчёта графическим методом однокаскадного транзисторного усилителя переменного сигнала было определено положение выходной динамической характеристики (нагрузочной прямой), были определены

координаты точек 1, 2 и 3 на этой прямой (на осях I_k и U_k) и координаты точек 1', 2' и 3' на входной динамической характеристике.

Координаты точек 1', 2' и 3' на входной характеристике и точек 1, 2 и 3 на выходной позволили определить как начальные величины (в режиме покоя) тока базы $I_{б0} = 0,5$ мА и напряжение между базой и эмиттером $U_{б0} = 0,47$ В, так и начальные величины тока коллектора $I_{к0} = 25$ мА и напряжения $U_{к0} = 7,5$ В.

Кроме того, координаты этих точек на входной и выходной характеристиках позволили определить как амплитудные значения входного тока $I_{бм} = 0,1$ мА и входного напряжения $U_{бм} = 0,02$ В, так и амплитудные значения выходного тока $I_{км} = 5$ мА и выходного напряжения $U_{км} = 2,5$ В.

Теперь стоит задача, как обеспечить начальные входные и выходные параметры рассматриваемого усилителя.

Сопротивление резистора R4 в цепи эмиттера выбирается такой величины, чтобы протекающий через него ток эмиттера $I_{э0}$ (в режиме покоя) создавал бы на нём падение напряжения $U_{R4} = 0,2E_n = 0,2 \cdot 20 = 4$ В.

Ток в цепи эмиттера определяется выражением:

$$I_{э0} = I_{к0} + I_{б0} = 25 \cdot 10^{-3} + 0,5 \cdot 10^{-3} = 25,5 \text{ мА.}$$

Токи $I_{к0} = 25$ мА и $I_{б0} = 0,5$ мА были определены ранее графически, как координаты точек 2 и 2' на выходной и входной динамических характеристиках (см. рис.3.14, а, б).

Зная допустимое значение падения напряжения $U_{R4} = 4$ В и величину тока $I_{э0} = 25,5$ мА, можно определить сопротивление R4 из выражения

$$R4 = \frac{U_{R4}}{I_{э0}} = \frac{4}{25,5 \cdot 10^{-3}} = 157 \text{ Ом.}$$

Из серии отечественных прецизионных резисторов типа С2-29Т выбираем ближайшую стандартную величину сопротивления $R4 = 156$ Ом. После определения величины сопротивления необходимо определить фактическую мощность, выделяемую на резисторе R4, воспользовавшись формулой

$$P_{R4} = I_{э0}^2 R4 + \frac{I_{мэ}^2}{2} R4,$$

где $I_{мэ} = I_{мб} + I_{мк}$ – амплитудные значения токов эмиттера $I_{мэ}$, базы $I_{мб}$ и коллектора $I_{мк}$.

Подставив значения этих токов, получим:

$$P_{R4} = (25,5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 156 + \frac{(0,1 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3})^2}{2} \cdot 157 = 0,0026 + 0,002 \cdot 10^{-3} = 0,0046 \text{ Вт.}$$

Выбираем ближайшую стандартную величину мощности резистора R4: $P_{R4} = 0,062$ Вт.

Определив величину сопротивления резистора $R4 = 157$ Ом и мощность, рассеиваемую на нём $P_{R4} = 0,062$ Вт, необходимо записать полное его наименование при заказе.

R4	Резистор С2-29Т-0,062-156 Ом $\pm 0,5$ %
----	--

Сопротивление резистора в цепи коллектора R3 можно определить из преобразованного выражение (3.3), зная сопротивление резистора R4, а также $U_{к0} = 6,7$ В, $I_{к0} = 25$ мА (см. рис.3.13, б):

$$R3 = \frac{E_{пит} - U_{к0}}{I_{к0}} - R4 = \frac{20 - 7,5}{25 \cdot 10^{-3}} - 157 = 343 \text{ Ом.}$$

Выбираем ближайшее стандартное сопротивление резистора R3, равное 344 Ом, из серии прецизионных С2-29Т.

Определим мощность P_{R3} , рассеиваемую резистором R3, при протекании через него как тока покоя $I_{к0} = 25$ мА, так и максимального тока $I_{км}$, равного 5 мА. (значения токов взяты из графиков рис. 3.14, б):

$$P_{R3} = I_{к0}^2 R3 + \frac{I_{км}^2}{2} R3 = (25 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 344 + \frac{(5 \cdot 10^{-3})^2}{2} \cdot 344 = 0,215 + 0,05 = 0,219 \text{ Вт.}$$

Запишем полное наименование резистора:

R3	Резистор С2-29Т-0,5-344 Ом $\pm 0,5$ %
----	--

На данном этапе рассчитаны и выбраны необходимые сопротивления резисторов R3 и R4 проектируемого усилителя (см. рис. 3.12, а). Для расчёта сопротивления резисторов R1, R2 рассмотрим все имеющиеся исходные данные.

Во-первых, из анализа динамических характеристик (входных, рис. 3.14, а и выходных, рис. 3.14, б) определены следующие параметры:

– ток покоя базы $I_{б0} = 0,5$ мА и амплитудное значение тока входного сигнала $I_{бм} = 0,1$ мА;

– постоянное и переменное напряжения между базой и эмиттером $U_{б0} = 0,47$ В и $U_{бм} = 0,02$ В, обеспечивающие заданное значение тока покоя базы $I_{б0} = 0,5$ мА и его амплитудное значение $I_{бм} = 0,1$ мА.

3.8.7 Расчёт сопротивлений резисторов R1 и R2

Резисторы R1 и R2 образуют делитель напряжения, входным напряжением которого является источник стабилизированного напряжения питания $E_{\text{пит}}$, а выходным – падение напряжения на резисторе R2, определяемое формулой

$$U_{R2} = I_{\text{дел}} R2 = \frac{E_{\text{пит}}}{R1 + R2} R2, \quad (3.6)$$

где U_{R2} – большая часть из двух составляющих значения напряжения между базой и эмиттером транзистора (см. формулу (3.5));

$I_{\text{дел}}$ – ток делителя, протекающий через резисторы R1 и R2.

Как правило, ток любого делителя напряжения выбирают в 10 раз больше тока, потребляемого его нагрузкой $I_{\text{н. дел.}}$. В рассматриваемом случае нагрузкой для делителя является ток базы $I_{\text{н. дел.}} = I_{\text{б0}} + I_{\text{бт}}$. Из графиков рис.3.14, а определены $I_{\text{б0}} = 0,5$ мА и $I_{\text{бт}} = 0,1$ мА, при этом $I_{\text{н. дел.}} = 0,5 + 0,1 = 0,6$ мА, откуда следует $I_{\text{дел.}} = 10 I_{\text{н. дел.}} = 10 \cdot 0,6 \cdot 10^{-3}$

Определив ток делителя, найдём сумму сопротивления резисторов R1, R2:

$$R1 + R2 = \frac{E_{\text{пит}}}{I_{\text{дел}}} = \frac{20}{6 \cdot 10^{-3}} = 333,3 \text{ кОм},$$

где $E_{\text{пит}} = 20$ В определено из выходной динамической прямой (см. рис. 3.13, б).

Сопротивление R2 можно определить из выражения (3.5).

$U_{R2} = U_{\text{б0}} + U_{R4} = 0,47 + 4 = 4,47$ В, где $U_{\text{б0}} = 0,47$ В берём из графического расчёта рис.3.14, а, $U_{R4} = 0,2 E_{\text{пит}} = 0,2 \cdot 20 = 4$ В получено из выражения (3.6).

Определив $U_{R2} = 4,47$ В и зная величину тока делителя, протекающего через резистор R2 $I_{\text{дел}} = 6$ мА, рассчитаем необходимую величину сопротивления R2:

$$R2 = \frac{U_{R2}}{I_{\text{дел}}} = \frac{4,47}{6 \cdot 10^{-3}} = 745 \text{ Ом}.$$

Выбираем ближайшую стандартную величину сопротивления $R2 = 741$ Ом из серии прецизионных резисторов типа С2-29Т.

Далее необходимо определить мощность, рассеиваемую этим резистором, и выбрать допустимую стандартную мощность, которая должна быть больше фактической на 30-40% и более:

$$P_{R2} = I_{\text{дел}}^2 R2 = (6 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 741 = 0,0266 \text{ Вт}.$$

Выбираем резистор R2:

R2	Резистор С2-29Т-0,062-741 Ом \pm 0,5 %
----	--

Зная сумму сопротивления резисторов $R1 + R2 = 3,33 \text{ кОм}$ и сопротивление $R2 = 741 \text{ Ом}$, найдём $R1 = 3330 - 741 = 2,589 \text{ кОм}$. Выбираем сопротивление $R1 = 2,58 \text{ кОм}$ из серии прецизионных резисторов типа С2-29Т.

Определим фактическую величину мощности, рассеиваемую резистором $R1$:

$$P_{R1} = I_{\text{дел}}^2 R1 = (6 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2,58 \cdot 10^3 = 0,093 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор $R1$:

R1	Резистор С2-29Т-0,125-2,58 кОм $\pm 0,5\%$
----	--

На этом этапе рассчитаны сопротивления всех резисторов $R1, R2, R3, R4$, обеспечивающих стабилизацию заданных значений токов и напряжений $I_{\text{б0}}, U_{\text{б0}}, I_{\text{к0}}$ и $U_{\text{к0}}$, указанных на входных и выходных характеристиках (см. рис.3.14, а, б).

Схема рассчитываемого усилителя (см. рис. 3.13, а) имеет в своём составе три конденсатора $C1, C2$ и $C3$. $C1$ – входной разделительный конденсатор преграждает путь протеканию постоянной составляющей тока $i_{\text{вх.0}}$ с выхода источника сигнала, условно обозначенного $\sim U_{\text{вх.}}$.

При отсутствии этого конденсатора постоянная составляющая тока изменила бы начальные параметры транзистора рассматриваемого усилителя $I_{\text{б0}}, U_{\text{б0}}, I_{\text{к0}}$ и $U_{\text{к0}}$.

Однако следует учитывать, что конденсатор представляет собой частотно-зависимое сопротивление, определяемое выражением.

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C1}, \quad (3.7)$$

где f – частота усиливаемого сигнала.

Из выражения (3.7) видно, что сопротивление конденсатора для сигнала переменного тока увеличивается с уменьшением частоты входного сигнала и ёмкости $C1$. На рис.3.15 представлена упрощённая схема входной цепи рассматриваемого усилителя.

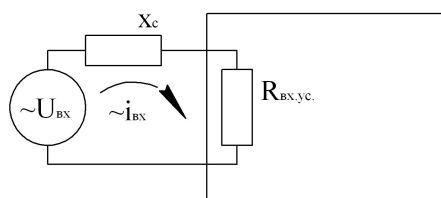


Рис. 3.15 Упрощённая схема входной цепи усилителя

Входное сопротивление усилителя можно представить формулой

$$R_{\text{вх. ус.}} = \frac{R_2(R_{\text{бэ}} + R_4)}{R_2 + R_{\text{бэ}} + R_4}, \quad (3.8)$$

где $R_{\text{бэ}} = \frac{U_{\text{бэмакс}}}{I_{\text{бэмакс}}}$ – сопротивление участка база – эмиттер транзистора

для переменного тока базы. Согласно рис.3.13, а $U_{\text{бэ}} = 0,02 \text{ В}$, $I_{\text{бэ}} = 0,1 \text{ мА}$. Следовательно,

$$R_{\text{бэ}} = \frac{0,02}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 200 \text{ Ом}.$$

Подставив в формулу (3.8) величины сопротивлений $R_2 = 741 \text{ Ом}$, $R_4 = 164 \text{ Ом}$, рассчитанные ранее, получим:

$$R_{\text{вх. ус.}} = \frac{741(200 + 164)}{741 + 200 + 164} = 240 \text{ Ом}.$$

Отсюда следует, что не весь сигнал $\sim U_{\text{вх}}$ поступит на вход усилителя с входным сопротивлением $R_{\text{вх. ус.}} = 240 \text{ Ом}$, так как часть полезного сигнала потеряется на обкладках разделительного конденсатора C_1 , сопротивление которого тем больше, чем ниже частота входного сигнала (в нашем случае $f_n = 60 \text{ Гц}$).

Считаясь с этим дополнительным частотно-зависимым сопротивлением, в проектируемом усилителе обычно принимают соотношение:

$$X_{C_1} = 0,1 R_{\text{вх. ус.}} = 0,1 \cdot 240 = 24 \text{ Ом}.$$

Воспользовавшись выражением (3.7), определим ёмкость разделительного конденсатора C_1 , если принять его реактивное сопротивление $X_{C_1} = 24,4 \text{ Ом}$ на низкой частоте $f_n = 60 \text{ Гц}$ усиливаемого сигнала.

Примечание: с ростом частоты усиливаемого сигнала реактивное сопротивление X_{C_1} конденсатора C_1 уменьшается, тем самым уменьшается на нём потеря полезного усиливаемого сигнала:

$$C = \frac{1}{2\pi f X_{C_1}} = \frac{1}{6,28 \cdot 60 \cdot 24} = 100 \text{ мкФ}.$$

Конденсатор C_3 связывает выход усилителя с нагрузкой или следующим каскадом, его ёмкость сравнима с ёмкостью конденсатора C_1 .

Здесь следует упомянуть, что резистор R4, обеспечивая необходимую стабильность усилителя по постоянному току (в режиме покоя), снижает его коэффициент усиления по переменному току до очень малой величины. Снижение коэффициента усиления связано с действием отрицательной обратной связи по переменному току, обусловленным падением напряжения сигнала на резисторе R4. Для устранения этой отрицательной обратной связи по переменному току и одновременного сохранения стабильности по постоянному току применяется эмиттерный блокирующий конденсатор C2 того же порядка, что и для разделительных конденсаторов C1 и C3.

Из всего многообразия типов конденсаторов в усилительных устройствах используются, как правило, малогабаритные электролитические конденсаторы типов K52-9 и K52-10. Для повышения надёжной работы усилителей необходимо выбирать конденсаторы с допустимой величиной постоянного напряжения в 2 и более раз больше фактического напряжения, прикладываемого к ним. Следует также учитывать, что электролитические конденсаторы критичны к переменной составляющей рабочего напряжения. Согласно требованиям технических условий допустимой величиной переменной составляющей напряжения считается $U_{\text{доп. перем.}} = 0,01U_{\text{доп. пост.}}$.

Библиографический список

1. Портала О.Н. Радиокomпоненты и материалы: справочник. – Киев: Радиоаматор; М: КУБК-а, 1998. – 720 с.: ил.
2. Пряничников В.А. Электроника: курс лекций. – СПб.: Корона принт, 1998. – 400 с.: ил.
3. Юшкин А.М. Оптоэлектронные приборы и их зарубежные аналоги: справочник. В 5 т. Т.1. – М.: ИП Радиософт, 2000. – 512 с.: ил.
4. Ибрагим К.Ф. Основы электронной техники: элементы, схемы, системы / пер. с англ.; изд. 6-е. – М.: Мир, 2001. – 398 с., ил.
5. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам / под общ. ред. Н.Н. Горюнова; изд. 4-е, перераб. и доп. – М.: Энергия, 1976. – 744 с.: с ил.
6. Цыкина А.В Проектирование транзисторных усилителей низкой частоты. М.: Связь, 1968. – 184 с.: с ил.